

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

П. А. СВИРИДЕНКО, А. Н. ШМЕЛЕВ

ОСНОВЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся на специальностях «Автоматизация и комплексная механизация процессов легкой и текстильной промышленности»



**Издательство «Высшая школа»
Москва — 1970**

6П2.1.081

С24

УДК 621.34+67

Свириденко П. А. и Шмелев А. Н.

Основы автоматизированного электропривода. Учеб. пособие для вузов по спец. «Автоматизация и комплексная механизация процессов легкой и текстильной промышленности». М., «Высш. школа», 1970. 392 с. с илл.

В книге излагаются основы теории и практического применения автоматизированных электроприводов. Существенное внимание уделяется рабочим свойствам, показателям и характеристикам составных частей и электропривода в целом. Рассматриваются современные, преимущественно бесконтактные средства управления и методы автоматического регулирования и управления электроприводами, расчет переходных процессов в разомкнутых и замкнутых системах, вопросы оптимального управления, следящий электропривод и определение мощности электродвигателей, а также типовые автоматизированные электроприводы, применяемые в текстильной и легкой промышленности.

Учебное пособие предназначается для студентов текстильных и технологических институтов легкой промышленности. Может быть использовано специалистами, занятыми проектированием и эксплуатацией текстильных и других машин легкой промышленности, включая предприятия химических волокон.

3—1—6

БЗ—35/19—10

6П2.1.081

Рецензенты:

1. Кафедра автоматизации технологических процессов Ленинградского института текстильной и легкой промышленности.
2. Борис Борисович Воронежский, канд. техн. наук.

Петр Алексеевич Свириденко
Александр Николаевич Шмелев

ОСНОВЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Научный редактор А. К. Малиновский, редактор А. М. Кравцова, художник М. В. Носов, художественный редактор Н. К. Гуторов, технический редактор А. К. Нестерова, корректор В. А. Орлова.

Т-14028. Сдано в набор 13/I 1969 г. Подп. к печати 8/XII 1969 г. Формат 60×90^{1/16}. Объем 24,5 печ. л. 22,20 уч.-изд. л. Изд. № Стд—139. Тираж 13000 экз. Цена 88 коп.

БЗ — 35/19 от 1/VI 1970 г.

Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа»

Типография им. Анохина Управления по печати
при Совете Министров Карельской АССР, г. Петрозаводск,
ул. «Правды», 4. Зак. 386

ПРЕДИСЛОВИЕ

В учебном пособии излагаются основы теории и применения автоматизированных электроприводов переменного и постоянного тока. Основное внимание уделяется рабочим свойствам и характеристикам составных частей и электропривода в целом, методам регулирования и автоматического управления, выбору электродвигателя и средств управления. Приводятся типовые примеры различных систем автоматизированных электроприводов текстильных и других машин легкой промышленности.

П. А. Свириденко написаны гл. I, II, III, IV, VI, VII. Введение и гл. X написаны П. А. Свириденко совместно с А. Н. Шмелевым, гл. V — П. А. Свириденко совместно с Г. А. Морозовым, за исключением § 5.6, 5.7, 5.8, 5.9, 5.10, 5.11, 5.12, 5.13, написанных П. А. Свириденко, гл. VIII и IX — А. Н. Шмелевым.

Подготавливая это учебное пособие, авторы, основываясь на своем научно-педагогическом опыте, широко использовали результаты научных трудов, а также современные исследования в области автоматизированного электропривода.

Авторы выражают глубокую признательность М. Г. Юнькову и А. К. Малиновскому за ценные замечания и помощь в подготовке рукописи.

1. ЗНАЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДЛЯ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

Среди многообразных путей использования природных ресурсов для удовлетворения потребностей людей электрификации принадлежит ведущая роль.

Глубокое материальное влияние на развитие современного общества оказало открытие методов преобразования энергии природных ресурсов в электрическую энергию посредством электрогенераторов и обратного преобразования электрической энергии в механическую, осуществляемого электрическими двигателями. Двигатель — ядро современных электроприводов, приводящих в движение разнообразные технологические машины.

Современный электропривод представляет собой сочетание электродвигателей, систем передачи и средств управления, обеспечивающих автоматизированную работу производственных машин. Эта работа совершается с требуемой закономерностью при преобразовании электрической энергии в механическую.

В программе, принятой XXII съездом Коммунистической партии Советского Союза, указывается, что «электрификация, являющаяся стержнем строительства экономики коммунистического общества, играет ведущую роль в развитии всех отраслей народного хозяйства, в обеспечении всего современного технического прогресса». Электрификация народного хозяйства является важнейшим условием развития производительных сил и повышения производительности труда в нашей стране. По масштабам электрификации СССР занимает первое место в Европе и второе в мире. Более трех четвертей электрической энергии расходуется в нашей стране для приведения в движение самых разнообразных производственных машин и агрегатов, работающих на заводах, фабриках и других предприятиях.

Благодаря высокому уровню электрификации, а также специфической особенности конструкции подавляющего большин-

ства текстильных машин (наличию большого числа узлов трения, высокой скорости вращения отдельных элементов и т. д.) текстильная промышленность является одним из крупнейших потребителей электрической энергии.

Основная тенденция развития современного промышленного электропривода направлена на решение следующих проблем: слияние электродвигателя с рабочими органами машины; вытеснение механических звеньев и кинематических связей электрическими. Это упрощает конструкции машин, улучшает качество технологического процесса, увеличивает скорость машин, создает удобства обслуживания и сокращает расходы на эксплуатацию. Внедрение рационального электропривода с автоматическим управлением в корне улучшает условия производства, качество продукции и облегчает труд рабочих. Так, например, введение автоматического управления сортировочно-трепальными агрегатами хлопкопрядильных фабрик уменьшает потребность в рабочей силе на 40% при значительном улучшении перемешивания хлопка; применение автоматической обдувки прядильных машин в 18 раз удлиняет перерывы между очистками машин по сравнению с обдувкой вручную и т. д.

В настоящее время имеется много машин, механизмов и агрегатов, в которых требуется создать определенный оптимальный режим при осуществлении производственных процессов. В одних случаях требуется поддержание постоянства скорости вращения, в других — изменение скорости вращения по определенному закону или регулирование ее в широких пределах.

2. КРАТКИЙ ИСТОРИЧЕСКИЙ ОБЗОР

В развитие науки об электроприводе и автоматизации электропривода и технологических процессов русские ученые и инженеры внесли большой вклад. Пионером в изучении электрической энергии был великий русский ученый М. В. Ломоносов. Еще в 1760 г. он опубликовал свою работу «О электрической силе».

В 1834—1838 гг. Б. С. Якоби теоретически разработал первый в мире электродвигатель постоянного тока, питаемый от батареи гальванических элементов.

Современник Б. С. Якоби академик Э. Х. Ленц открыл и сформулировал законы преобразования электромагнитной энергии в механическую (1833 г.), объяснил явление реакции якоря, исследовал вопрос о влиянии положения щеток на коллекторе машины постоянного тока на ее характеристики.

В 1874 г. с доказательством возможности передавать электрическую энергию «на всякое расстояние» выступил штабс-капитан артиллерии Ф. А. Пироцкий.

В 1867 г. А. П. Давыдов впервые в мире создал синхронно-следящую систему управления артиллерийским огнем, явившуюся первым образцом автоматизированного электропривода.

Ко второй половине прошлого столетия относится капитальный труд одного из крупнейших русских электротехников Д. А. Лачинова «Электромеханическая работа» (1880 г.).

Над вопросами применения электрической энергии много поработал крупный русский электротехник В. Н. Чикалев. В числе прочих оригинальных конструкций он создал электроприводы швейной машины (1882 г.) и вентилятора (1886 г.), электрический регулятор оборотов локомобиля (1882 г.) и ряд других.

Крупнейший вклад в теоретическую и практическую электротехнику сделал наш знаменитый соотечественник М. О. Доливо-Добровольский. Он разработал систему трехфазного тока, сконструировал и построил первый в мире асинхронный электродвигатель с фазным и короткозамкнутым ротором, первый генератор трехфазного тока, предложил асинхронный двигатель с глубоким пазом. В 1891 г. М. О. Доливо-Добровольский построил первую в мире линию электропередачи переменного тока высокого напряжения. В сущности, с работ М. О. Доливо-Добровольского начинается история современного промышленного электропривода.

Много и плодотворно работают над теорией и практикой электропривода советские ученые, инженеры и техники. Крупные заслуги в разработке теории электропривода имеют С. А. Ринкевич, В. К. Попов, К. И. Шенфер, М. П. Костенко, В. С. Кулебакин, А. Г. Иосифьян, А. Т. Голован, Д. П. Морозов, М. Г. Чиликин и ряд других ученых.

Передовой характер советской технической мысли в области электропривода наглядно отражается в методах автоматического управления и регулирования электроприводами сложных машин, синхронизации скорости многодвигательных приводов, в усовершенствовании следящего электропривода. Оригинальной особенностью новых систем управления и регулирования является безреостатное управление магнитными потоками электрических машин, что значительно сокращает количество реле и контакторов.

3. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОМАТИЗАЦИИ

Автоматизация какого-либо технологического процесса складывается из следующих элементов: автоматизации контроля, управления, регулирования и защиты.

Автоматизация контроля обеспечивает систематическое наблюдение за ходом процесса при помощи указывающих и самопишущих регистрирующих приборов.

Автоматизация управления процессом заключается в автоматическом пуске, останове, изменении скорости и реверсировании механизмов с требуемой последовательностью. Автоматизация управления часто сопровождается блокировкой, не допускающей неправильных операций.

Автоматизация регулирования осуществляет рациональное протекание процесса в функции технологических параметров с заданной точностью, недостижимой при регулировании вручную. Таково, например, автоматическое регулирование температуры прессформ в трикотажном или меховом производстве.

Автоматизация защиты обеспечивает исправное состояние механизмов путем своевременного отключения их при режимах, угрожающих нормальной работе. Автоматизация защиты обычно сопровождается сигнализацией, обращающей внимание персонала на наступление таких режимов.

Автоматизация процесса приводит к значительному ускорению его, улучшению качества продукции, сокращению потребности в рабочей силе, уменьшению затрат ручного труда и его облегчение.

Наиболее совершенной является комплексная автоматизация, включающая все названные ранее четыре элемента.

Автоматизация процесса обеспечивает объективность управления, независимость от квалификации и личных свойств рабочего, возможность дистанционного и централизованного управления, а также высокую чувствительность.

Автоматизированная система управления электроприводом содержит три основных элемента: приемник, промежуточное и исполнительное устройства.

Приемные элементы — датчики — воспринимают действие управляющих величин (натяжения, температуры, влажности и т. д.) и преобразуют их в электрические. Промежуточные элементы усиливают полученные от датчиков сигналы и в случае необходимости распределяют их между несколькими цепями. Исполнительные элементы, получив импульсы от промежуточных элементов, производят требуемое изменение режима работы управляемой технологической машины, например увеличивают число оборотов ее главного вала.

В некоторых случаях один элемент системы должен перемещаться в точном соответствии с перемещениями другого элемента, но чисто механическая связь между ними неосуществима. Тогда применяется электромагнитная синхронная связь этих элементов. Синхронная связь является, таким образом, одной из задач автоматизированной системы.

К приемным элементам-датчикам относятся: кнопочные и педальные посты управления, ртутные контакты, реле температуры, влажности и уровня жидкости, фотореле, программные шайбы, магнитные и электронные аппараты.

К промежуточным элементам относятся промежуточные реле, реле времени, полупроводниковые, электронные, магнитные и электромашинные усилители и т. п.

К исполнительным элементам относятся контакторы постоянного и переменного токов, электромагнитные муфты и тормоза, реостаты и ящики сопротивления и др.

Автоматические системы могут быть разомкнутыми (рис. 1, а) и замкнутыми. Замкнутая автоматическая система (рис. 1, б)

в отличие от разомкнутой имеет одну или несколько обратных связей. Обратные связи оказывают обратное воздействие исполнительного элемента

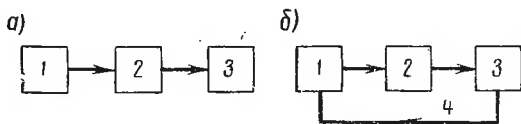


Рис. 1. Схемы автоматических систем

на приемный. Они обеспечивают при определенных условиях устойчивость работы, стабильность регулирования скорости и быстродействие системы.

Замкнутые автоматические системы более сложны, чем разомкнутые. Они применяются во многих современных установках.

Рассмотрим пример сложной автоматической системы управления технологическим процессом (рис. 2). Датчик реле влажности 1 непрерывно регистрирует величину влажности продукта, выходящего из сушилки.

Его импульсы автоматически сопоставляются с импульсами шаблона 2 заданной влажности. Всякое отклонение от импульсов шаблона усиливается промежуточным элементом 3 и передается аппарату 4, воздействующему на электромагнит 5 и маховичок реостата 6 электродвигателя 7. Электромагнит 5 управляет клапаном, регулирующим подачу пара в калориферы сушилки, а электродвигатель 7 изменяет число оборотов технологической машины 8.

В результате такого автоматического воздействия влажность

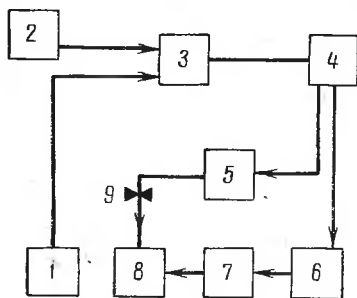


Рис. 2. Схема сложной автоматической системы управления технологической машиной

продукта изменяется в сторону большего приближения к заданной.

К системам автоматического управления предъявляется ряд требований. Они должны обладать минимальной инерционностью или максимальным быстродействием, обеспечивать правильную последовательность работы управляемой машины или группы машин, необходимую точность и чувствительность, защиту против аварийных режимов, быть достаточно простыми, дешевыми и надежными в работе и т. д.

Для комплексной автоматизации любой стадии производства необходимо выполнение следующих требований: полная механизация всех операций, включая и транспорт товара, автоматизация механизированных операций, включая все периодически повторяющиеся операции: загрузка и выгрузка полуфабриката, заправка машин и др., автоматизация регулирования всех основных технологических процессов.

4. ЗАДАЧИ ДАЛЬНЕЙШЕГО РАЗВИТИЯ

Основная экономическая задача — догнать и перегнать наиболее развитые капиталистические страны по производству продукции на душу населения. На этой основе будет обеспечен самый высокий в мире материальный и культурный уровень жизни советского народа. Для выполнения этих задач Государственным планом предусматривается значительное повышение производительности труда, широкое внедрение новейших высокопроизводительных машин, автоматизации технологических процессов, автоматических поточных линий, механизации трудоемких работ и т. д.

Реализация намеченного объема производства текстильной промышленности потребует большого увеличения числа прядильных веретен, автоматических ткацких станков и других технологических машин. Помимо этого, необходимо более интенсивно заменять и модернизировать устаревшие машины на действующих фабриках.

Новые машины и механизмы оснащаются современными автоматизированными электроприводами, что резко повышает их скорость и производительность.

Развитие современного электропривода машин текстильной и легкой промышленности идет по пути усовершенствования самих электрических двигателей, а также систем их автоматического управления и регулирования. Преимущественное применение находят асинхронные короткозамкнутые двигатели, как наиболее простые по конструкции, надежные в работе и экономичные в многочисленных установках небольшой мощности.

Дальнейшее усовершенствование этих двигателей, методов управления и регулирования их скорости вращения является актуальной задачей.

Для массовых электроприводов с тяжелыми условиями работы (автоматические ткацкие станки, универсальные швейные машины и др.) необходимо создать новые серии асинхронных короткозамкнутых двигателей, более надежные и экономичные, чем существующие в настоящее время. Следует также разработать и внедрить усовершенствованные быстроходные асинхронные двигатели повышенной частоты для электроверетен и прядильных центрифуг предприятий по переработке химических волокон.

В регулируемых электроприводах переменного тока наиболее перспективным является частотное управление асинхронными и синхронными двигателями. Масштабы внедрения этих электроприводов зависят от качества преобразователей частоты. Существующие электромашинные регулируемые преобразователи частоты сложны и недостаточно экономичны. В этом отношении большой практический интерес представляют статические полупроводниковые преобразователи частоты, находящиеся в стадии развития.

Значительные возможности повышения эффективности работы ряда технологических машин текстильной и легкой промышленности открываются при использовании автоматизированных приводов переменного тока с электромагнитными муфтами сцепления и скольжения, включая ферропорошковые. При этом электромагнитные муфты могут выполнять и функции исполнительных элементов. В ряде случаев могут использоваться регулируемые асинхронные двигатели с магнитными усилителями. Могут найти применение, например, в отделочном и прядильном производстве вентильные каскады.

Достижения в области новых конструкций и схем пуска синхронных двигателей расширяют практические возможности их использования в текстильной и легкой промышленности. Это относится к нерегулируемым и регулируемым электроприводам различной мощности, включая небольшие. Повышение энергетических показателей и экономичности установок с синхронными двигателями заслуживает большого внимания. В связи с этим следует выявлять новые области рационального использования синхронных двигателей.

На предприятиях по переработке химических волокон в приводах малой мощности, требующих строго постоянной скорости вращения, будет расширяться внедрение синхронных двигателей. В ряде машин, например, отделочного производства находят применение регулируемые в широких пределах электроприводы постоянного тока по системе генератор — двигатель. Однако эта система отличается большими капитальными затра-

тами, установленной мощностью и габаритами, а также малым к. п. д.

Вместе с тем расширяется внедрение электропривода по системе магнитный усилитель — полупроводниковый выпрямитель — двигатель постоянного тока.

Одной из главнейших задач совершенствования автоматизированных установок является развитие полупроводникового (кремниевого) регулируемого электропривода постоянного тока. Эти приводы следует признать весьма перспективными вследствие высокой надежности и длительности срока службы, быстродействия, хорошего к. п. д. и малой мощности управления.

Использование таких электроприводов, например, в отделочном производстве будет расширяться по мере прогресса полупроводниковой техники. Выявление типов технологических машин, для которых выгодно применять электроприводы с управляемыми кремниевыми выпрямителями, создание и внедрение их в производство является актуальной задачей.

Значительное внимание потребуется уделить разработке и внедрению многодвигательных электроприводов с согласованными скоростями движения, а также силовым следящим электроприводам.

Легкая промышленность нуждается в разработке электродвигателей возвратно-поступательного движения. Такие двигатели необходимы в приводах штамповочных и других машин.

Важнейшей проблемой является комплексная автоматизация производственных процессов в текстильной и легкой промышленности. Разработка и широкая практическая реализация систем программного управления, автоматизированных электроприводов машин поточного производства приведут к значительному увеличению производительности труда. В дальнейшем будет усиленно развиваться комплексная автоматизация, основанная на методах кибернетики.

Исследование и применение оптимальных самонастраивающихся и самообучающихся систем управления — характерная черта нового этапа развития автоматизированных электроприводов. Обеспечение оптимального управления электроприводами переменного и постоянного тока приносит большой народнохозяйственный эффект.

Первостепенной задачей продолжает оставаться повышение надежности и бесперебойности работы электроприводов. В этом направлении важная роль принадлежит типовым комплектным электроприводам, стандартным легкозаменяемым блокам заводского изготовления, бесконтактным унифицированным средствам управления и повышению качества контактной аппаратуры.

Решение больших задач автоматизации производственных процессов в легкой и текстильной промышленности должно базироваться на научных исследованиях, объединяющих технологические процессы и работу электропривода в одно органическое комплексное целое. При этом существенное значение принадлежит экономическим расчетам, учитывающим капитальные затраты, эксплуатационные расходы, достигаемое увеличение производительности труда и сроки окупаемости электропривода.

В текстильной и легкой промышленности, так же как и в других отраслях, автоматизированные электроприводы являются технической основой механизации и автоматизации производственных процессов.

Глава I

ОСНОВЫ МЕХАНИКИ

ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В процессе работы электропривода механическая энергия, развиваемая электродвигателем, расходуется на приведение в движение элементов рабочей машины, осуществляющей рабочий процесс. Этот процесс, согласно условиям производства и технологии, протекает нередко с переменной скоростью. Скорость электропривода может меняться также вследствие колебания механической нагрузки рабочей машины и непостоянства напряжения сети. Всякое изменение скорости электропривода вызывает изменение запаса кинетической энергии во всех движущихся массах системы двигатель — рабочая машина. Это обстоятельство в ряде случаев является причиной непостоянства тока, момента и мощности двигателя, величины которых зависят от характера движения электропривода.

Изучение характера движения электропривода производится при помощи решения уравнения движения и исследования влияния различных величин, входящих в это уравнение.

§ 1. 1. Уравнение движения электропривода

В электроприводах, как правило, приходится иметь дело с вращательным движением. Поэтому уравнение движения записывается как уравнение равновесия всех моментов:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}, \quad (1.1)$$

где M — вращающий момент электродвигателя, джс ;
 M_c — статический момент рабочего механизма, приведенный к валу двигателя, джс ;
 $J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}$ — динамический, инерционный момент, джс ;

J — момент инерции системы, приведенный к валу двигателя, $\text{дж} \cdot \text{сек}^2$;

$\frac{d\omega}{dt}$ — угловое ускорение, $1/\text{сек}^2$;

$\omega = \frac{d\alpha}{dt}$ — угловая скорость, $1/\text{сек}$;

α — угол поворота, рад ;

t — время, сек .

Для большинства рабочих механизмов и машин, имеющих постоянный момент инерции, выражение (1.1) примет вид

$$M - M_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.2)$$

Из уравнения моментов следует, что характер движения привода определяется соотношением величин и знаков момента двигателя и статического момента.

При $M > M_c$ ускорение $\frac{d\omega}{dt} > 0$, т. е. имеет место ускорение привода.

При $M < M_c$ ускорение $\frac{d\omega}{dt} < 0$, т. е. происходит замедление привода.

При $M = M_c$ ускорение $\frac{d\omega}{dt} = 0$, т. е. привод работает в установившемся режиме.

Исходя из вышеизложенного в (1.2) следует правильно учитывать знаки, стоящие перед моментами M и M_c . Движущий момент M , развиваемый электродвигателем, принимается положительным, если его действие совпадает с направлением вращения, которое условно принимают за положительное. Если момент M направлен навстречу движению (при торможении), то он считается отрицательным.

Моменты, действующие на валу двигателя, делят на две группы: статические и динамические.

Различают активные и реактивные статические моменты. Активные статические моменты обусловлены потенциальными силами (например, силами тяжести), не меняют направления своего действия при изменении направления движения, вследствие чего они могут способствовать или противодействовать движению. Реактивные моменты сопротивления препятствуют движению привода при любом направлении движения, так как изменяют направление своего действия, когда меняется направление скоростей.

Таким образом, учитывая возможные знаки движущих и статических моментов, уравнение движения электропривода

$$\pm M \mp M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.3)$$

Не рассматривая подробно вопроса об определении момента сопротивления исполнительных механизмов, отметим, что для некоторых механизмов, имеющих вращательное движение, выражение момента сопротивления в зависимости от скорости имеет следующий вид:

$$M_c = M_T + (M_{сн} - M_T) \left(\frac{n}{n_H} \right)^x, \quad (1.4)$$

где M_c — момент сопротивления исполнительного механизма при скорости n ;

M_T — момент сопротивления трения при $n = 0$;

$M_{сн}$ — момент сопротивления при номинальной скорости вращения;

n_H — номинальная скорость;

x — коэффициент, зависящий от характера нагрузки.

Если $x=0$, то момент $M_c = M_{сн}$ не зависит от скорости. Такой характеристикой обладают подъемные краны, конвейеры и др.

При $x=1$ момент сопротивления пропорционален скорости n . Примером такой зависимости является натяжение пружины. Если $x=2$ (рис. 1.1), то момент сопротивления пропорционален квадрату относительной скорости (вентиляторная характеристика). К механизмам, имеющим подобную характеристику, относят центробежные насосы, вентиляторы и т. п.

Многие механизмы имеют момент на валу, зависящий одновременно от нескольких аргументов. В этом случае весьма трудно найти аналитическое выражение для определения момента сопротивления и приходится прибегать к графическому или графо-аналитическому методам, а также опытным данным. Динамический момент характеризует сопротивление тела его ускорению. При ускоренном движении тела динамический момент направлен против движения, а при замедленном — по направлению движения.

Момент инерции электропривода

$$J = m\rho^2 = \frac{GD^2}{4g},$$

где m — масса тела, кг;

ρ — радиус инерции, м;

D — диаметр инерции, м;

$g = 9,81 \text{ м/сек}^2$.

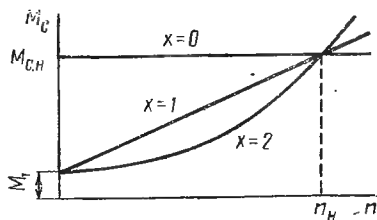


Рис. 1.1. Зависимость момента сопротивления исполнительного механизма от скорости вращения

Величина GD^2 называется маховым моментом. Если в уравнение движения электропривода (1.2) вместо момента инерции J ввести маховой момент GD^2 ($\kappa\Gamma \cdot \text{м}^2$) и вместо угловой скорости ω — скорость в об/мин ($\omega = \frac{\pi n}{30}$), то

$$M - M_c = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (1.5)$$

В случае прямолинейного поступательного движения уравнение движения по аналогии с вращательным движением можно записать в следующем виде:

$$F - F_c = m \frac{dv}{dt}, \quad (1.6)$$

где F — движущая сила, н;

F_c — сила статического сопротивления, н;

v — скорость поступательного движения, м/сек;

$m \frac{dv}{dt}$ — динамическая сила, н.

Примерами электропривода поступательного движения могут служить электромагнитный привод, молотки, вибраторы.

§ 1. 2. Приведение статических моментов и моментов инерции

Основная тенденция развития современного электропривода заключается в переходе к наиболее простому и надежному способу непосредственного соединения приводного электродвигателя и рабочей машины без всяких промежуточных передач.

Большинство рабочих машин требует сравнительно невысоких скоростей вращения порядка 100—300 об/мин и менее, в то время как электродвигатели по соображениям экономичности конструируются на значительно более высокие скорости — 750—3000 об/мин. Поэтому для соединения электродвигателя с рабочей машиной следует иметь редуктор или передачу. В такой системе необходимо момент и силу сопротивления рабочего механизма, а также его момент инерции привести к скорости вращения вала электродвигателя.

Приведение статических моментов к валу электродвигателя. Взаимосвязь между моментом сопротивления исполнительного механизма M_m и его приведенным значением к валу электродвигателя M_c устанавливается на основании закона сохранения энергии.

Так как мощности двигателя и исполнительного механизма соответственно равны: $P_{21} = M_c \omega$ и $P_{22} = M_m \omega_m$, то

$$M_c = M_m \frac{\omega_m}{\omega \eta_{\text{пер}}} = \frac{M_m}{k \eta_{\text{пер}}}, \quad (1.7)$$

где ω и ω_m — соответственно угловые скорости электродвигателя и исполнительного механизма;

$k = \frac{\omega}{\omega_m}$ — передаточное число;

$\eta_{\text{пер}} = \frac{P_{22}}{P_{21}}$ — к. п. д. передачи.

В случае передачи, состоящей из ряда звеньев с передаточными числами $k_1, k_2, k_3, \dots, k_n$ и коэффициентами полезного действия $\eta_1, \eta_2, \eta_3, \dots, \eta_n$ значение момента сопротивления, приведенного к валу электродвигателя;

$$M_c = \frac{M_m}{k_1 k_2 k_3 \dots k_n \eta_1 \eta_2 \eta_3 \dots \eta_n}. \quad (1.8)$$

Приведение момента инерции к валу электродвигателя. Приравнявая сумму кинетических энергий вращающихся масс рассматриваемой системы к приведенной кинетической энергии на валу электродвигателя (рис. 1.2), получим:

$$J \frac{\omega^2}{2} = J_d \frac{\omega^2}{2} + J_1 \frac{\omega_1^2}{2} + J_2 \frac{\omega_2^2}{2} + \dots + J_n \frac{\omega_n^2}{2}, \quad (1.9)$$

где $J_1, J_2, J_3, \dots, J_n$ — моменты инерции частей рабочей машины;
 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ — угловые скорости частей рабочей машины;

J_d и ω — момент инерции и угловая скорость двигателя.

Разделив все члены уравнения (1.9) на $\omega^2/2$, находим момент инерции системы, приведенный к валу электродвигателя:

$$J = J_d + \frac{J_1}{k_1^2} + \frac{J_2}{k_1^2 k_2^2} + \dots + \frac{J_n}{k_1^2 k_2^2 \dots k_n^2}, \quad (1.10)$$

где

$$k_1^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2; \quad k_1^2 k_2^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2; \quad k_1^2 k_2^2 \dots k_n^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2.$$

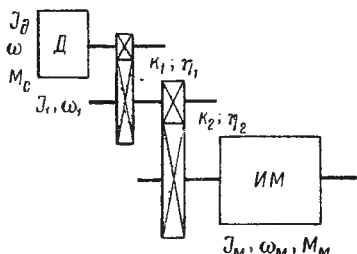


Рис. 1.2. Кинематическая схема электропривода с вращательным движением

В расчетах электропривода вместо моментов инерции часто пользуются маховыми моментами. Выразив в (1.10) моменты инерции через маховые моменты $J = \frac{GD^2}{4g}$, для приведенного махового момента электропривода получим:

$$GD^2 = (GD^2)_д + (GD^2)_1 \frac{1}{k_1^2} + \dots + (GD^2)_n \frac{1}{k_1^2 k_2^2 \dots k_n^2}. \quad (1.11)$$

Приведение сил и моментов инерции при поступательном движении механизма. Исходя из равенства мощностей

$$F_c v \frac{1}{\eta_{пер}} = M_c \omega, \quad (1.12)$$

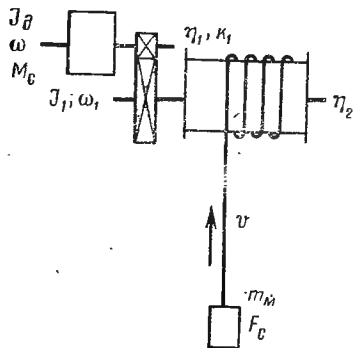
где $\eta_{пер}$ — к. п. д. передачи;

$\omega = \frac{\pi n}{30}$ — угловая скорость вала электродвигателя, 1/сек.

Найдем момент сопротивления, приведенный к валу электродвигателя:

$$M_c = \frac{F_c v}{\eta_{пер} \omega} = 9,55 \frac{F_c v}{n \eta_{пер}} \text{ джс}. \quad (1.13)$$

Если в рассматриваемой системе (рис. 1.3) имеются как поступательно, так и вращательно движущиеся части, то приведенный момент инерции



$$J = J_д + \frac{J_1}{k_1^2} + \frac{J_2}{k_1^2 k_2^2} + \dots + \frac{m_M v^2}{\omega^2}, \quad (1.14)$$

где m_M — масса частей системы, движущихся поступательно, кг;

$\frac{m_M v^2}{\omega^2}$ — поступательно движущаяся масса, приведенная к вращательному движению.

Рис. 1.3. Кинематическая схема электропривода с вращательным и поступательным движением

Если рабочая машина имеет вращающиеся и поступательно движущиеся части, то согласно (1.14) и (1.11) приведенный

к валу электродвигателя маховой момент

$$GD^2 = GD^2_д + \frac{GD^2_1}{k_1^2} + \dots + \frac{GD^2_n}{k_1^2 k_2^2 \dots k_n^2} + \frac{365 m_M v^2}{n^2}, \quad (1.15)$$

так как $\frac{4 m_M v^2}{\omega^2} = \frac{365 m_M v^2}{n^2}$.

§ 1. 3. Оптимальное передаточное число редуктора

Величина передаточного числа редуктора оказывает определенное влияние на ускорение и связанное с ним время протекания переходных механических процессов, а также на потребное значение момента двигателя. Уравнение движения привода, приведенное к валу рабочей машины,

$$(J_m + cJ_d k^2) \frac{d\omega_m}{dt} = kM - \frac{M_m}{\eta_{\text{пер}}} \quad (1.16)$$

Здесь момент инерции редуктора учитывается коэффициентом c . Из условия максимального ускорения

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{kM - M_m \frac{1}{\eta_{\text{пер}}}}{J_m + cJ_d k^2} = 0 \quad (1.17)$$

оптимальная величина передаточного числа

$$k_{\text{опт}} = \frac{M_m}{M\eta_{\text{пер}}} + \sqrt{\frac{J_m}{cJ_d} + \left(\frac{M_m}{M\eta_{\text{пер}}}\right)^2} \quad (1.18)$$

Если необходимо обеспечить минимальное время протекания переходных процессов, например, при частых разгонах и торможениях специального следящего привода, то при отсутствии других требований значение передаточного числа выбирается близким $k_{\text{опт}}$. Определение оптимального передаточного числа можно связать с решением другой задачи — расчетом минимального значения момента двигателя.

Уравнение движения, приведенное к валу двигателя, для случая максимального ускорения механизма ω_{mt}

$$(cJ_d + \frac{J_m}{k^2}) k\dot{\omega}_{mt} = M - \frac{M_m}{k\eta_{\text{пер}}} \quad (1.19)$$

Из выражения $\frac{dM}{dk} = 0$ следует, что оптимальное передаточное число

$$k_{\text{опт}} = \frac{J_m \dot{\omega}_{mt} + M_m \frac{1}{\eta_{\text{пер}}}}{cJ_d \dot{\omega}_{mt}} \quad (1.20)$$

Здесь J_d пока неизвестно. Если принимается, что максимальная скорость механизма ω_{mt} при номинальной скорости двигателя должна быть ω_n , то

$$k_{\text{опт}} = \frac{\omega_n}{\omega_{mt}} \quad (1.21)$$

Приравнивая (1.20) и (1.21), получим

$$J_d \omega^2 = \frac{\left(J_M \dot{\omega}_{mt} + M_M \frac{1}{\eta_{пер}} \right) \omega_{mt}^2}{c \dot{\omega}_{mt}} \quad (1.22)$$

Подстановка $k_{опт}$ из (1.21) и J_d из (1.22) в (1.19) дает соотношение, определяющее минимальную потребную величину момента двигателя

$$M_{мин} = 2 \left(\frac{M_M}{\eta_{пер}} + J_M \dot{\omega}_{mt} \right) \frac{\omega_{mt}}{\omega_n} \quad (1.23)$$

Соответствующая минимальная мощность двигателя

$$P_{мин} = 2 \left(M_M \frac{1}{\eta_{пер}} + J_M \dot{\omega}_{mt} \right) \omega_{mt} \quad (1.24)$$

Порядок расчета $k_{опт}$: вначале определяется $P_{мин}$ по (1.24) и $J_d \omega_n^2$ из (1.22), затем по каталогу выбирается двигатель номинальной мощности $P_n \geq P_{мин}$ со значением $J_d \omega_n^2$, близким найденному. Оптимальное передаточное число выбирается по (1.21).

Глава II

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 2. 1. Основные понятия

Главные свойства электропривода определяются основными характеристиками электродвигателя: а) зависимостью скорости вращения двигателя от момента — механической характеристикой; б) зависимостью скорости двигателя от тока — скоростной характеристикой; в) зависимостью вращающего момента от тока — моментной характеристикой; г) зависимостью скорости двигателя от регулирующей величины (напряжения, частоты и т. д.) — регулировочной характеристикой.

По условиям питания и схемам соединения характеристики двигателей подразделяются на две группы:

1) естественные характеристики, отвечающие номинальной величине и частоте напряжения на зажимах при отсутствии добавочных сопротивлений в обмотках;

2) искусственные характеристики, соответствующие ненормальной величине и частоте приложенного к зажимам напряжения, при наличии добавочных сопротивлений в цепях обмоток двигателя.

Важным показателем, относящимся к механической характеристике, является ее жесткость. Жесткость выражается отношением приращения момента к приращению скорости или производной момента по скорости (рис. 2. 1)

$$\beta = - \frac{dM}{d\omega}.$$

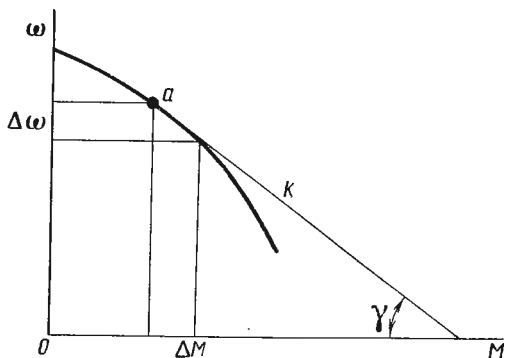


Рис. 2.1. К определению жесткости механической характеристики:

K — касательная к точке a

Чем больше величина β , называемая коэффициентом жесткости, или жесткостью, тем меньше изменится скорость вращения при изменении нагрузки двигателя. Когда скорость двигателя постоянна при разных значениях момента ($\beta = \infty$), механическая характеристика называется абсолютно-жесткой; это справедливо для рабочего режима синхронного двигателя.

В случае незначительного отклонения скорости в процессе изменения момента (β — велико, но конечно) характеристика называется жесткой. Естественные характеристики двигателя постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением, а также асинхронного двигателя в рабочей области относятся к жестким.

Характеристики двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением (β — невелико) могут быть названы мягкими.

§ 2. 2. Характеристики трехфазных асинхронных двигателей

Принципиальная особенность асинхронных машин — наличие скольжения ротора относительно вращающегося магнитного поля, зависящего от нагрузки, находит свое отражение в механических характеристиках. Механические характеристики

асинхронной машины рассчитывают по формуле, получаемой из эквивалентной схемы (рис. 2.2),

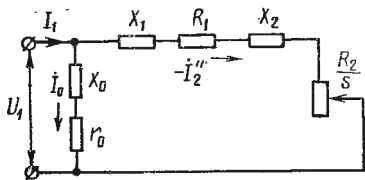


Рис. 2.2. Эквивалентная схема асинхронной машины

$$M = \frac{P_{\text{э1}}}{\omega_1} = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{R_2}{s}}{\omega_1}, \quad (2.1)$$

где $P_{\text{э1}}$ — электромагнитная мощность.

Заменяя I_2' его значением, найденным из эквивалентной схемы, имеем:

$$M = \frac{m_1 p_1 U_1^2 R_2}{2\pi f_1 s \left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s} \right)^2 + X_k^2 \right]}. \quad (2.2)$$

Вращающий момент является функцией: переменного скольжения s , напряжения U_1 , приложенного к статору, частоты сети f_1 , активных и индуктивных сопротивлений рассеяния обмотки статора r_1 , x_1 и обмотки ротора r_2' , x_2' , а также числа фаз m_1 и числа пар полюсов p_1 обмотки статора.

Введем обозначения:

$$R_1 = c_1 r_1; R_2 = c_1^2 r_2'; X_1 = c_1 x_1;$$

$$X_2 = c_1^2 x_2', X_k = X_1 + X_2 \text{ и } c_1 \approx 1 + \frac{x_1}{x_0}.$$

Здесь x_0 — индуктивное сопротивление ветви намагничивания.

Для асинхронного двигателя с контактными кольцами сопротивление реостата r_p , вводимого в цепь ротора, добавляется к сопротивлению обмотки

$$R_2 = c_1^2 (r_2' + r_p').$$

Вращающий момент M выражается в джоулях, если в (2.2) напряжение в вольтах, сопротивление в омах и частота в герцах. Зависимость $M = \varphi(s)$ при постоянных значениях действующего напряжения, частоты и параметров машины изображена на рис. 2.3.

В области положительных скольжений, меньших единицы, ($0 < s < +1$) — двигательный режим, в области отрицательных скольжений ($0 < -s < +\infty$) — генераторный режим с отдачей энергии в сеть и при $s > +1,0$ — режим электромагнитного тормоза.

Момент имеет два максимума — один в области положительного, другой в области отрицательного скольжения. Скольжение, соответствующее максимальному моменту вращения s_m , называемое критическим, при условии $\frac{dM}{ds} = 0$ определяется:

$$s_m = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}. \quad (2.3)$$

Для машин средней и большой мощности, ввиду малой величины R_1 по сравнению с X_k , приближенно можно считать

$$s_m \approx \frac{R_2}{X_k}. \quad (2.4)$$

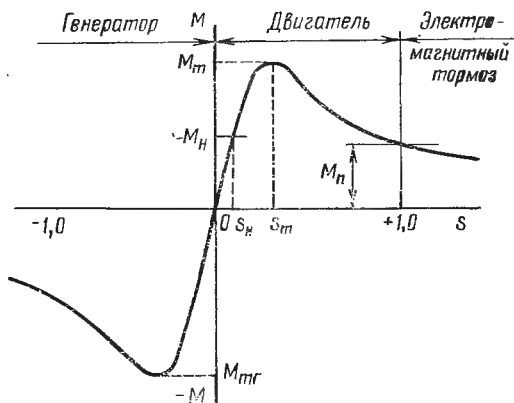


Рис. 2.3. Зависимость вращающего момента от скольжения

Для машин малой мощности величины R_1 и X_k соизмеримы и не учитывать R_1 нельзя. Максимальный вращающий момент, развиваемый машиной, находится подстановкой (2.3) в (2.2):

$$M_m = \pm \frac{m_1 p_1 U_1^2}{4 \pi f_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2}]} \quad (2.5)$$

Пренебрегая R_1 под радикалом, имеем:

$$M_m \cong \pm \frac{m_1 p_1 U_1^2}{4 \pi f_1 [\pm R_1 + X_k]} \quad (2.6)$$

Здесь знак «плюс» относится к двигательному, а знак «минус» — к генераторному режиму. Следует отметить, что максимальный вращающий момент пропорционален квадрату напряжения фазы статора и обратно пропорционален частоте сети в степени $1 < \alpha < 2$, но не зависит от активного сопротивления цепи ротора. От этого параметра линейно зависит критическое скольжение s_m . С увеличением активного сопротивления в цепи ротора максимальный вращающий момент перемещается в область больших скольжений. Момент вращения, развиваемый двигателем в начале процесса пуска, называется пусковым моментом и определяется по (2.2) при значении $s=1,0$

$$M_n = \frac{m_1 p_1 U_1^2 R_2}{2 \pi f_1 [(R_1 + R_2)^2 + X_k^2]} \quad (2.7)$$

Пусковой момент пропорционален квадрату напряжения, но обратно пропорционален частоте в степени $2 < \alpha < 3$. На него значительно влияет активное сопротивление ротора. Когда скольжение изменяется значительно, активное сопротивление цепи ротора не остается постоянным вследствие изменения частоты и обусловленного им вытеснения тока в роторе.

Если разделить (2.2) на (2.6), то вращающий момент машины

$$M = \frac{2M_m(1 + \epsilon)}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2\epsilon} \quad (2.8)$$

где

$$\epsilon = s_m \frac{R_1}{R_2} \approx \frac{R_1}{X_k}.$$

Механическая характеристика $n = \varphi(M)$, широко используемая в теории электропривода, находится по зависимости $M = \varphi(s)$ и соотношению $n = (1-s)n_1$.

Естественная механическая характеристика двигателя имеет четыре характерные точки, координаты которых определяются каталожными данными:

$$1) n = n_1, M = 0; \quad 2) n = n_n, M = M_n;$$

$$3) n = n_m, M = M_m; \quad 4) n = 0, M = M_n.$$

Заданными величинами являются: синхронная скорость $n_1 = \frac{60f_1}{p_1}$ об/мин, номинальная скорость вращения n_n , об/мин, номинальная мощность P_n , по которой находится номинальный момент (дж)

$$M_n = 9,55 \frac{P_n}{n_n}.$$

Кратность максимального момента $\lambda_m = M_m : M_n$ и кратность пускового момента $\lambda_n = M_n : M_n$ также известны.

Критическая скорость $n_m = (1 - s_m) n_1$ определяется критическим скольжением

$$s_m = s_n \{ [\lambda_m + (\lambda_m - 1) \epsilon] \pm \sqrt{[\lambda_m + (\lambda_m - 1) \epsilon]^2 - 1} \}.$$

Эта формула получена из (2.8) для случая номинальной нагрузки. Здесь $\epsilon = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}.$

В двигателях большой мощности величина $\epsilon \cong 0$ и выражение s_m будет иметь более простой вид

$$s_m = s_n [\lambda_m \pm \sqrt{\lambda_m^2 - 1}]. \quad (2.9)$$

В (2.9) при расчетах перед корнем следует брать знак плюс.

Искусственные механические характеристики асинхронной машины можно рассчитать по (2.2)—(2.7) и соответствующим значениям напряжения, частоты, параметров и скольжения. На рис. 2.4 показаны такие характеристики для различных значений напряжения и параметров. Они наглядно иллюстрируют различное влияние напряжения статора и параметров цепи статора и ротора на величины максимального момента и критического скольжения.

Напряжение влияет на величину вращающего момента (пропорционален квадрату напряжения) и не изменяет критическое скольжение. С увеличением активного сопротивления ротора критическое скольжение и пусковой момент возрастают, а максимальный момент не меняется. Увеличение индуктивных сопротивлений цепей статора и ротора, а также активного сопротивления цепи статора уменьшает максимальный и пусковой моменты, а также критическое скольжение.

Рассмотрим характеристики асинхронной машины в тормозных режимах.

Рекуперативное торможение. Электрическая машина, подключенная к сети, достигает под действием механизма сверхсинхронной скорости и переводится в генераторный режим

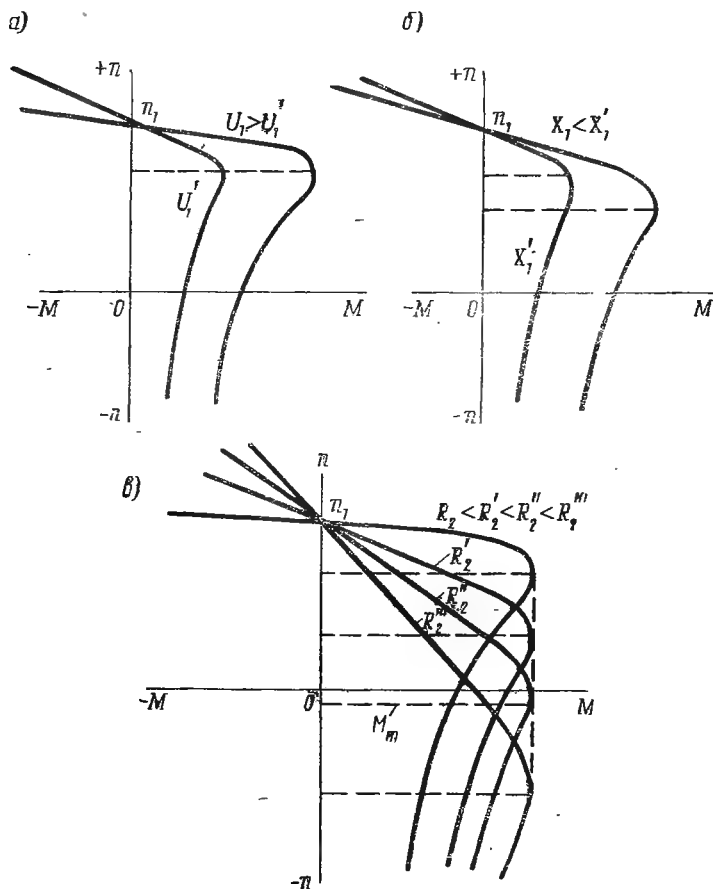


Рис. 2.4. Искусственные механические характеристики асинхронной машины при различных величинах:

а) напряжения статора; б) индуктивного сопротивления в цепи статора; в) активного сопротивления в цепи ротора

с возвращением (рекуперацией) активной мощности в сеть. Этот вид торможения, отличающийся энергетической эффективностью, возможен лишь при повышенных (сверхсинхронных) скоростях вращения ротора (рис. 2.5, а и а').

В двух- и многоскоростных двигателях такое торможение легко достигается при переключениях обмотки статора с меньшего числа пар полюсов на большее в соответствующем интервале скоростей.

Невозможность рекуперативного торможения на низесинхронных скоростях ограничивает области его применения. Этот способ торможения используется в подъемно-транспортных установках при спусках тяжелых грузов, при испытаниях двигателей внутреннего сгорания и др.

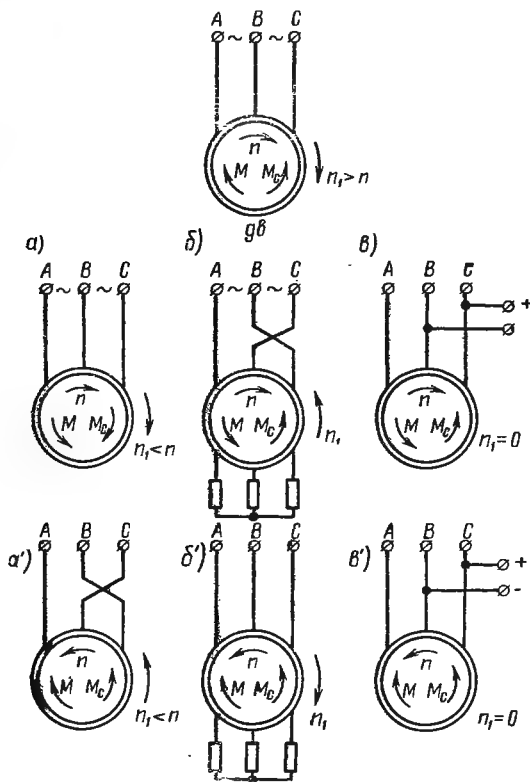


Рис. 25. Схемы и направления моментов в двигательном и тормозном режимах асинхронной машины

Торможение противовключением. Торможение протекает при вращении ротора в направлении, противоположном вращению магнитного поля, со скольжением $s > +1$. Оно достигается посредством переключения двух линейных проводов цепи статора при необходимости снижения скорости ротора до нуля

с возможностью последующего реверсирования (рис. 2.5, б) или при неизменной схеме цепи статора, если ротор вращается под действием момента механизма против поля (рис. 2.5, б'). В случае применения двигателя с контактными кольцами в цепь ротора вводится добавочное активное сопротивление для снижения тока и получения необходимых значений тормозного момента.

Электродинамическое торможение. В этом случае машина работает в режиме автономного синхронного генератора с преобразованием механической энергии торможения в электрическую, которая потребляется ротором в виде потерь в обмотке и в стали. При таком торможении к обмотке статора, отключенной от сети переменного тока, подводится напряжение постоянного тока (рис. 2.5, в и в'). Обмотка статора, питаемая постоянным током, создает неподвижное в пространстве магнитное поле, в обмотке вращающегося ротора индуцируется э. д. с. и протекает ток. Взаимодействие этого тока с неподвижным магнитным полем статора создает тормозной момент.

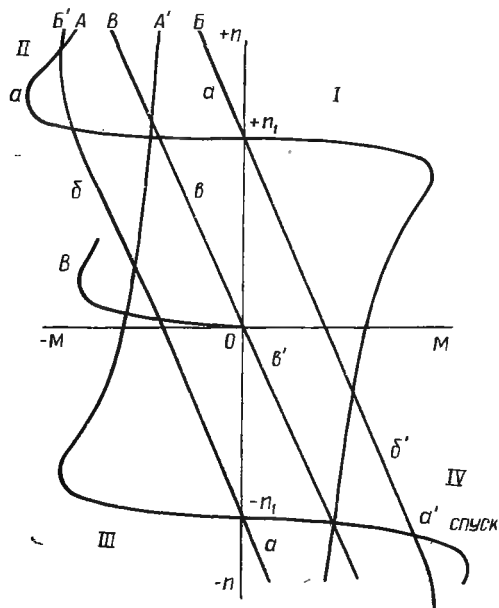


Рис. 2.6. Механические характеристики асинхронной машины в двигательном и тормозных режимах

Ограничение величины тока и требуемое изменение тормозного момента достигается: в двигателях с короткозамкнутым ротором — выбором величины напряжения постоянного тока, подводимого к статору, а в двигателях с контактными кольцами, кроме того, — включением в цепь ротора добавочного активного сопротивления.

На рис. 2.6, а изображены естественные (A, A') и искусственные (B, B', V') характеристики машины при наличии в цепи ротора добавочного активного сопротивления. Характеристики

V и V' относятся к динамическому торможению соответственно для случаев отсутствия и наличия добавочного сопротивления в роторе. В квадранте I расположены участки характеристик,

относящихся к двигательному режиму; в квадранте II — характеристики, относящиеся к рекуперативному торможению (a), к динамическому торможению (b) и торможению противовключением (b) с реактивным статическим моментом механизма. В квадранте III — двигательный режим с противоположным направлением вращения, чем в I. В квадранте IV рекуперативное торможение (a'), динамическое торможение (b') и торможение противовключением при активном статическом моменте механизма (b'). Последнему соответствует, например, спуск груза крановой установкой.

Эксплуатационные характеристики асинхронных двигателей могут значительно отличаться от их естественных характеристик вследствие изменений величины, частоты и симметрии напряжения, подводимого к статору. При понижении только величины напряжения уменьшаются: максимальный и пусковой вращающий моменты ($M \equiv U_1^2$), э.д.с. и магнитный поток ($E \cong U_1 - \Delta U_1 = k\Phi f$), скорость вращения ротора (незначительно). Повышение напряжения вызывает обратное изменение этих величин. Снижение же только частоты вызывает увеличение пускового и максимального моментов, магнитного потока, тока холостого хода и уменьшение скорости вращения и наоборот. Если величина и частота напряжения изменяются пропорционально в одинаковом направлении, основной магнитный поток и перегрузочная способность сохраняются почти неизменными. Наиболее сильное изменение претерпевают характеристики асинхронной машины, когда величина и частота напряжения одновременно изменяются в противоположных направлениях.

Искажение симметрии напряжения, подводимого к статору, сопровождающееся появлением напряжения обратной последовательности, вызывает токи аналогичной последовательности и тормозной вращающий момент, что ухудшает и механические и энергетические характеристики машины.

§ 2. 3. Характеристики двухфазного асинхронного микродвигателя

Асинхронный микродвигатель применяется в автоматических устройствах, в частности в следящем приводе, как исполнительный двигатель. Статор имеет две обмотки, смещенные в пространстве на угол 90 электрических градусов. К обмоткам подводятся напряжения, сдвинутые по фазе также на 90°. Обмотка возбуждения питается от источника переменного тока с неизменным действующим напряжением $U_{в1}$; вторая обмотка питается от управляемого напряжения U_y , например от усилителя.

следящей системы (рис. 2.7, а). По конструкции ротора такие двигатели бывают различных типов: с полым ротором в виде стакана из алюминия или сплава; с короткозамкнутой обмоткой типа беличьей клетки и с массивным ротором из магнитного материала.

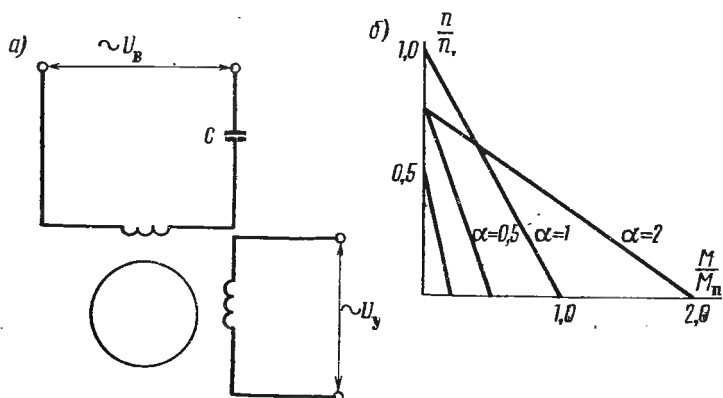


Рис. 2.7. Двухфазный асинхронный двигатель:

а) схема; б) механические характеристики

В рассматриваемом двигателе к статору подводится несимметричная система напряжений. Обмотку же статора будем рассматривать как симметричную. Для расчета характеристик используется метод симметричных составляющих.

Несимметричная система напряжений $\dot{U}_в$, $\dot{U}_y$ разлагается на составляющие прямой $\dot{U}_1$ и обратной $\dot{U}_2$ последовательности:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= 0,5 (\dot{U}_в + j \dot{U}_y), \\ \dot{U}_2 &= 0,5 (\dot{U}_в - j \dot{U}_y). \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Составляющие напряжений и магнитных потоков прямой и обратной последовательности вращаются в противоположных направлениях. В тех же направлениях действуют и обусловленные ими вращающие моменты. Каждой из составляющих напряжения соответствуют обычные уравнения машины, а также эквивалентная схема. Для обратной последовательности отличие состоит в том, что ротор машины имеет скольжение относительно обратного поля ($2-s$).

На рис. 2.8 изображены приближенные эквивалентные схемы для прямой и обратной последовательностей без учета индуктивного сопротивления рассеяния ротора в предположе-

нии, что составляющие потоков в воздушном зазоре пропорциональны своим составляющим напряжения или

$$E_1 = kU_1 \text{ и } E_2 = kU_2.$$

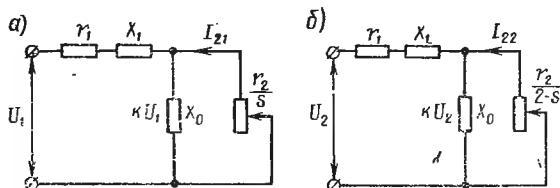


Рис. 2.8. Эквивалентные схемы двухфазного двигателя:

а) для прямой последовательности; б) для обратной последовательности

Вращающий момент прямой последовательности

$$M_1 = \frac{P_{\Sigma 1}}{\omega_1} = \frac{m_1 I_{21}'^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega_1} = \frac{m_1 p_1 k^2 U_1^2 s}{2\pi f_1 r_2'} \quad (2.11)$$

Обратный вращающий момент

$$M_2 = \frac{P_{\Sigma 2}}{\omega_1} = \frac{m_1 I_{22}'^2 \frac{r_2'}{(2-s)}}{\omega_1 (2-s)} = \frac{m_1 p_1 k^2 U_2^2 (2-s)}{2\pi f_1 r_2'} \quad (2.12)$$

Замена в (2.10) $\dot{U}_y = -ja\dot{U}_B$ дает:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= 0,5 \dot{U}_B (1 + \alpha), \\ \dot{U}_2 &= 0,5 \dot{U}_B (1 - \alpha). \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

Здесь α , равная отношению величин напряжений на обмотках статора, называется коэффициентом управления.

Подставляя (2.13) в (2.11) и (2.12) и суммируя их после алгебраических преобразований, находим результирующий вращающий момент:

$$M = \frac{m_1 p_1 k^2 U_B^2}{4\pi f_1 r_2'} [(\alpha^2 + 1)s - (\alpha - 1)^2]. \quad (2.14)$$

По этой формуле рассчитывается кривая момента вращения в функции скольжения. Выражая скольжение через скорость $s = 1 - \frac{n}{n_1}$, получим момент как непосредственную функцию скорости:

$$M = c \left[\alpha - \frac{n}{2n_1} (1 + \alpha^2) \right], \quad (2.15)$$

$$c = \frac{m_1 p_1 k^2 U_B^2}{2\pi f_1 r_2'}$$

Скольжение ротора в режиме идеального холостого хода находится из (2.15) при $M=0$, $s_0=(\alpha-1)^2:(\alpha^2+1)$. Скорость идеального холостого хода зависит не только от частоты, но и от коэффициента управления

$$n_0 = \frac{2\alpha}{\alpha^2+1} n_1. \quad (2.16)$$

Момент вращения при неподвижном роторе ($s=1$) пропорционален коэффициенту управления:

$$M_{\Pi} = 2c\alpha. \quad (2.17)$$

При $s=1-\frac{n}{n_1}$ и учитывая (2.15), для механической характеристики имеем:

$$n = n_0 \left(1 - \frac{M}{M_{\Pi}}\right). \quad (2.18)$$

Эта формула указывает, что для принятых допущений зависимость скорости от момента двигателя имеет линейный характер.

На рис. 2.7, б показано семейство механических характеристик, рассчитанных по (2.16) и (2.18) при разных значениях коэффициента управления α . Реальные характеристики двигателя несколько отличаются от линейных вследствие влияния неучтенных в расчете факторов, в частности зависимости сопротивлений от температуры, изменения величины и фазы напряжения обмотки, в которую включена емкость, и др.

Асинхронные микродвигатели получили широкое распространение в автоматических устройствах вследствие хороших механических характеристик, малой инерционности, простоте управления и регулирования скорости вращения, а также надежности в работе. Ввиду малой мощности низкий к. п. д. этих двигателей имеет второстепенное практическое значение.

§ 2. 4. Характеристики синхронных двигателей

Принципиальная особенность синхронного двигателя состоит в том, что его ротор вращается синхронно с полем при всех нагрузках, не превышающих максимальной (критической). Скорость вращения двигателя в нормальном режиме строго пропорциональна частоте:

$$n_1 = 60f_1/p.$$

Электромагнитную мощность и вращающий момент можно определить по векторной диаграмме (рис. 2.9). Электромагнитная мощность явнополюсного синхронного двигателя без учета потерь в стали статора

$$P_3 = P_1 - m_1 I^2 r_1. \quad (2.19)$$

Потребляемая двигателем мощность

$$\begin{aligned} P_1 &= m_1 U I \cos \varphi = \\ &= m_1 U (I_q \cos \theta + I_d \sin \theta). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Составляющие токов I_q и I_d находятся по соотношениям, получаемым из векторной диаграммы:

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= U_c \cos \theta + I_d X_d - I_q r_1; \\ U_c \sin \theta &= I_q x_q + I_d r_1. \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

Общий ток якоря выражается через составляющие:

$$I^2 = I_q^2 + I_d^2.$$

Постановка значений для I_q , I_d и I в (2.20), а затем в (2.19) после преобразований дает:

$$\begin{aligned} P_3 &= \frac{m_1 U_c E_0 x_q}{z^2} \sin \theta + \frac{m_1 U_c^2 (x_d - x_q)}{2z^4} [(x_d x_q - r_1^2) \sin 2\theta - \\ &\quad - 2r_1 (x_d + x_q) \sin^2 \theta + 2r_1 x_q]. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Здесь $z^2 = r_1^2 + x_d x_q$.

Электромагнитный момент

$$M = \frac{P_3}{\omega_1} = \frac{p P_3}{2\pi f_1}.$$

Если потери в обмотке статора не принимаются во внимание, то

$$M = \frac{m_1 p E_0 U_c}{2\pi f_1 x_d} \sin \theta + \frac{m_1 p U_c^2 (x_d - x_q)}{4\pi f_1 x_q x_d} \sin 2\theta. \quad (2.23)$$

Первая составляющая называется *синхронным моментом*

$$M_1 = \frac{m_1 p E_0 U_c}{2\pi f_1 x_d} \sin \theta;$$

вторая составляющая — *реактивным моментом*

$$M_p = \frac{m_1 p U_c^2 (x_d - x_q)}{4\pi f_1 x_q x_d} \sin 2\theta.$$

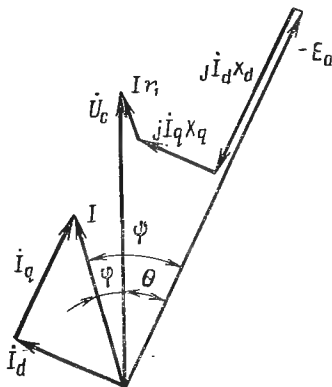


Рис. 2.9. Векторная диаграмма явнополюсного синхронного двигателя

Для неявнополюсного двигателя ($x_d = x_q$)

$$M = \frac{m_1 p E_0 U_c}{2\pi f_1 x_d} \sin \theta. \quad (2.24)$$

Угловая характеристика $M = \varphi(\theta)$ при постоянном токе возбуждения и механическая $n = \varphi(M)$ для рабочего режима синхронного двигателя изображены на рис. 2.10.

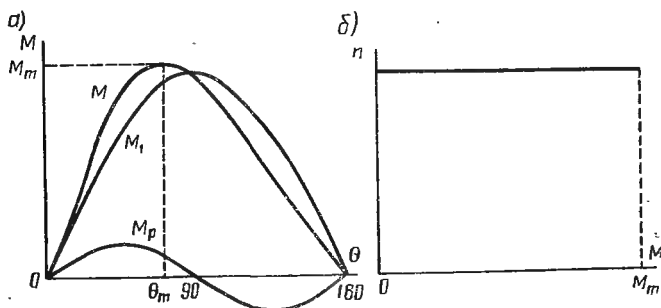


Рис. 2.10. Характеристики синхронного двигателя:

а) угловая; б) механическая в рабочем режиме

Рассматриваемые зависимости показывают, что:

1) вращающий момент неявнополюсной машины пропорционален произведению напряжения на зажимах якоря U_c и э. д. с. возбуждения E_0 . Следовательно, максимальный вращающий момент и перегрузочная способность синхронного двигателя менее чувствительны к колебаниям напряжения сети, чем у асинхронного двигателя;

2) восходящая часть угловой характеристики с пределами изменения момента от 0 до M_m и угла от 0 до θ_m определяет статически устойчивую работу двигателя; с увеличением тока возбуждения перегрузочная способность двигателя усиливается;

3) изменение частоты оказывает более сильное влияние на максимальный момент вращения, чем изменение величины напряжения сети;

4) потери мощности в обмотке якоря уменьшают вращающий момент тем заметнее, чем меньше мощность двигателя; в двигателях средней и большой мощности активным сопротивлением при расчете характеристик можно пренебречь, для двигателей же малой мощности его следует учитывать. Для синхронного реактивного микродвигателя ($E_0 = 0$)

$$M = \frac{m_1 p U_c^2 (x_d - x_q)}{4\pi f_1 z^4} [(x_d x_q - r^2) \sin 2\theta - 2r_1 (x_d + x_q) \sin^2 \theta + 2r_1 x_q]. \quad (2.25)$$

Вращающий момент образуется за счет реакции якоря явно-полюсного двигателя, обладающего различной магнитной проводимостью по продольной и поперечной осям ($x_d > x_q$). Он пропорционален квадрату напряжения сети и разности продольного и поперечного синхронных сопротивлений. Из условия $\frac{dM}{d\theta} = 0$ критическое значение угла

$$\operatorname{tg}^2 \theta_m = \frac{x_d x_q - r_1^2}{(x_d + x_q) r_1} \quad (2.26)$$

Этому углу соответствует максимальный вращающий момент

$$M_m = \frac{m_1 p U_c^2 (x_d - x_q)}{4\pi f_1 z^4} [z_1^2 - r_1^2 (x_d - x_q)], \quad (2.27)$$

где $z^2 = r_1^2 + x_d x_q$,

$$z_1^2 = \sqrt{(r_1^2 + x_d^2)(r_1^2 + x_q^2)}.$$

Механические характеристики в асинхронном пусковом режиме синхронного двигателя в принципе аналогичны рассмотренным ранее (§ 2.2). Расчет этих характеристик может быть проведен по тем же формулам, что и для асинхронного двигателя.

Для пуска синхронного двигателя важное значение имеют: пусковой M_n , входной M_B и максимальный M_m вращающие

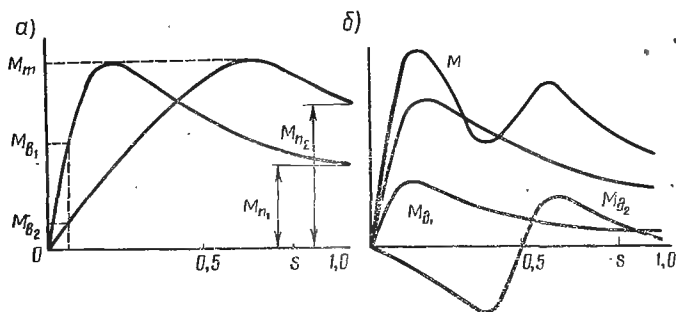


Рис. 2.11. Характеристики $M = \varphi(s)$ для пускового режима синхронного двигателя:

а) без учета влияния обмотки возбуждения; б) с учетом влияния обмотки возбуждения

моменты, показанные на рис. 2.11, а. С увеличением активного сопротивления пусковой обмотки возрастает пусковой момент, уменьшается входной и сохраняется неизменным максимальный момент. При меньшей величине входного момента двигатель труднее переходит из пускового в рабочий режим. Необходимые величины пускового и входного вращающих моментов

определяются характеристикой момента сопротивления рабочей машины. Для синхронного режима существенное значение имеет критический или максимальный момент M_m , развиваемый двигателем. Если момент сопротивления превзойдет критический момент M_m , то двигатель выпадает из синхронизма. Величина этого момента может повышаться путем увеличения тока возбуждения. Характеристики синхронного двигателя в режиме асинхронного пуска имеют свои особенности, обусловленные наличием замкнутой обмотки возбуждения, асимметрии пусковой обмотки и самого ротора, а также явлением вхождения в синхронизм. Для переменного тока обмотка возбуждения является однофазной цепью. Переменный ток, протекающий в ней при пуске, создает пульсирующее поле с частотой $f_2 = sf_1$. Разлагая это поле на составляющие вращающиеся поля, получаем, что одна из них (прямая) вращается синхронно с основным полем, а другая (обратная) пересекает статор со скоростью $n'_2 = n_1(1-2s)$. Прямому синхронному полю обмотки возбуждения соответствует положительный дополнительный момент $M_{д1}$. Обратное поле обмотки возбуждения индуцирует в статоре э. д. с. с частотой $f'_2 = (1-2s)f_1$; ток, вызываемый этой э. д. с., взаимодействуя с обратным потоком ротора, образует дополнительный момент вращения $M_{д2}$, отрицательный при $0 < s < 0,5$, равный нулю при $s = 0,5$ ($n'_2 = 0$) и положительный при $0,5 < s < 1,0$.

На рис. 2.11, б показаны основной момент пусковой обмотки M_d , дополнительные моменты $M_{д1}$ и $M_{д2}$ и результирующий вращающий момент M . В кривой, изображающей момент, имеется провал вблизи кривой, показывающей полусинхронную скорость. Если обмотка возбуждения замкнута накоротко, дополнительный момент может вызвать значительный провал в кривой, изображающей результирующий момент, и двигатель с повышенной нагрузкой на валу $M_c > M_{мин}$ не достигнет синхронной скорости, «застряв» почти на половинном ее значении.

Однако следует отметить, что практически у синхронных двигателей с пусковой обмоткой или с массивной поверхностью ротора заметного провала в кривой момента при полусинхронной скорости почти не наблюдается. Однако и у этих двигателей среднее значение момента за время пуска и, в частности, момент при малом скольжении повышаются, когда в цепь возбуждения вводится добавочное (разрядное) сопротивление.

Торможение синхронных двигателей. Для привода с синхронными двигателями практическое значение имеет в основном электродинамическое торможение. Машина, отключенная от сети переменного тока и замкнутая на реостат, переводится в режим автономного генератора и при постоянном возбуждении быстро останавливается. Обмотки возбуждения питаются от независимого источника, например от выпрямителя. Это

обусловлено необходимостью сохранить постоянный ток возбуждения и обеспечить достаточный по величине тормозной момент и малое время торможения. Торможение протекает как и в асинхронном двигателе. Если обмотка возбуждения питается от возбuditеля, установленного на одном валу с синхронной машиной, торможение неэффективно ввиду снижения потока и тормозного момента по мере снижения скорости вращения агрегата.

§ 2. 5. Сопоставление свойств асинхронных и синхронных двигателей

Синхронный двигатель обладает абсолютно жесткой механической характеристикой в отличие от асинхронного двигателя, имеющего жесткую характеристику. С увеличением нагрузки на валу скорость вращения асинхронного двигателя уменьшается, а у синхронного сохраняется постоянной.

Изменение подводимого к статору напряжения оказывает более сильное влияние на M_m вращающий момент асинхронного двигателя, чем синхронного. У первого — момент вращения пропорционален квадрату напряжения, у второго — пропорционален напряжению в первой степени (при постоянном токе возбуждения). Скорость вращения асинхронного двигателя при снижении напряжения уменьшается тем значительно, чем выше активное сопротивление ротора; скорость синхронного двигателя не зависит от величины напряжения (в устойчивой области).

Зависимость вращающего момента от частоты в асинхронном двигателе также более значительна, чем в синхронном. Скорость вращения ротора в обоих случаях изменяется пропорционально частоте (у асинхронного эта пропорциональность приближенная).

Коэффициент мощности у асинхронного двигателя всегда меньше единицы (ток отстает по фазе от напряжения сети) и снижается с уменьшением его номинальной мощности и скорости. Асинхронный двигатель всегда потребляет из сети реактивную мощность. Коэффициент мощности у асинхронного двигателя зависит от нагрузки на валу, напряжения и частоты. В синхронном двигателе ток якоря может совпадать по фазе с напряжением сети ($\cos\varphi=1$), опережать или отставать от него в зависимости, в основном, от величины тока возбуждения. В случае $\cos\varphi=1$ двигатель потребляет из сети только активную мощность, а при $\cos\varphi_{оп} < 1$ потребляет из сети активную и отдает в сеть реактивную мощность. В обоих случаях, в особенности во втором, коэффициент мощности сети повышается.

К. п. д. синхронного двигателя ($\cos\varphi=1$) выше, чем асинхронного вследствие меньших потерь. К. п. д. асинхронного короткозамкнутого двигателя примерно равен к. п. д. синхронного двигателя, имеющего ту же величину коэффициента мощности.

Синхронные двигатели несколько дороже из-за более сложной конструкции ротора и несколько сложнее в эксплуатации, чем асинхронные двигатели. Мощные синхронные двигатели с массивными полюсами без пусковой обмотки по простоте конструкции приближаются к асинхронным.

Асинхронные двигатели просты не только по конструкции, но и в обслуживании, а также надежны в работе. Это обеспечило им широкое применение в установках малой и средней мощности. Возможности регулирования скорости вращения у асинхронных двигателей более значительны, чем у синхронных.

Наличие ряда бесспорных преимуществ у синхронных двигателей большой и средней мощности обуславливает все возрастающее их применение.

Расчеты, например, показывают, что для нерегулируемых установок даже сравнительно невысоких мощностей применение синхронных двигателей с $\cos\varphi_n=1$ экономически выгоднее, чем асинхронных со статическими конденсаторами. Вопрос о целесообразности выбора того или иного типа двигателя должен решаться сравнительными технико-экономическими расчетами, учитывающими капитальные затраты, потери электрической энергии и стоимость эксплуатации.

§ 2. 6. Характеристики

гистерезисных микродвигателей

В гистерезисном синхронном двигателе вращающий момент при пуске образуется главным образом в результате явления гистерезиса ротора, а в рабочем синхронном режиме — вследствие взаимодействия поля ротора как постоянного магнита с вращающимся полем статора. Гистерезисные синхронные двигатели малой мощности применяются в различных областях техники, благодаря простой конструкции ротора, не имеющего обмотки, постоянного момента в режиме пуска. В зависимости от устройства статора и его обмоток различают двигатели: а) с трехфазной обмоткой, распределенной в пазах цилиндрического статора; б) с двумя обмотками, размещенными в пазах статора; в) с однофазной обмоткой и короткозамкнутыми пусковыми витками, расположенными на явнополюсном статоре. В зависимости от расположения статора и ротора двигатели бывают: а) нормальные с наружным статором и внутренним

ротором; б) обращенные с наружным ротором и внутренним статором. Вращающееся магнитное поле в двигателях с обычным неявнополюсным якорем создается трехфазной обмоткой или двумя отдельными, смещенными на 90° обмотками, одна из которых конденсаторная. Ротор выполняется в виде цилиндра или диска без обмотки из магнитно-твердого материала, внутри которого расположен сердечник из мягкой стали или из немагнитного материала. Вращающий момент двигателя в асинхронном режиме обусловлен явлением гистерезиса, для которого характерно отставание в пространстве магнитного потока ротора от н. с. якоря, вызывающей этот поток, на некоторый угол α_r (рис. 2.12, а). Потери от гистерезиса в роторе за один период определяются характеристиками материала ротора и не зависят от частоты перемагничивания и его скорости вращения. Вращающий гистерезисный момент

$$M_r = c F_1 \Phi_2 \cdot \sin \alpha_r, \quad (2.28)$$

где F_1 — амплитуда результирующей н. с. якоря;

Φ_2 — амплитуда потока ротора;

α_r — гистерезисный угол.

Таким образом, гистерезисный момент двигателя пропорционален произведению н. с. статора на поток полюсов и синус угла их относительного сдвига. Последний определяется свойствами активного материала ротора и не зависит от частоты перемагничивания и его скорости вращения. В общем случае электромагнитный вращающий момент складывается из основной составляющей, образуемой мощностью, затрачиваемой на вращательное перемагничивание,

$$M_r = \frac{P_r}{\omega_1}, \quad (2.29)$$

и составляющей, определяемой потерями на вихревые токи,

$$M_v = \frac{P_v s}{\omega_1}. \quad (2.30)$$

Гистерезисный момент M_r не зависит от скольжения. Момент, вызываемый вихревыми токами, пропорционален скольжению ротора. Этот момент в двигателе с шихтованным ротором имеет малую величину.

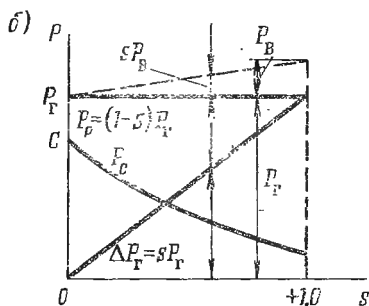
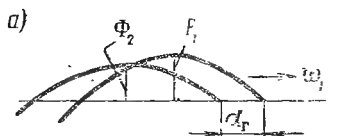


Рис. 2.12. Гистерезисный двигатель:

а) кривые н. с. статора и потока ротора; б) зависимость мощности от скольжения

ну, которой можно пренебречь. На рис. 2.12, б изображены гистерезисная мощность P_r , механическая мощность ротора

$$P_p = (1 - s) P_r \quad (2.31)$$

и мощность потерь на гистерезис, нагревающая ротор,

$$\Delta P_r = s P_r. \quad (2.32)$$

Таким образом, в асинхронном режиме при пуске в ход действует постоянный вращающий гистерезисный момент M_r . Рабочий режим двигателя характеризуется его синхронным вращением ($s=0$). Этот режим наступает по окончании процесса пуска при условии, что гистерезисный момент превышает статический момент сопротивления. Синхронный режим соответствует точке пересечения кривой статической мощности P_c с осью ординат (точка С на рис. 2.12, б). Гистерезисный двигатель имеет низкий коэффициент мощности. Его применяют в устройствах малой мощности, требующих постоянной скорости вращения.

§ 2. 7. Шаговые электродвигатели

Синхронный электродвигатель, преобразующий электрические импульсы в дискретные механические перемещения, называется шаговым, или импульсным. Такие двигатели используются в различных автоматических устройствах с дискретным или шаговым характером механического движения. Их можно разделить на устройства: а) в которых шаговые двигатели выполняют роль приводных двигателей различных исполнительных механизмов (подачи станков, золотников гидроусилителей, затворов и задвижек, лентопротяжных механизмов, кулачковых барабанов, переключателей электрических цепей и др.); б) в которых шаговые двигатели используются для преобразования сигнала унитарного вида (соответствующего заданной программе движения) в другую форму электрического сигнала. В этом случае шаговый двигатель поворачивает ротор сельсина, сердечник вращающегося или дифференциального трансформатора и т. д.

По числу обмоток управления или фаз шаговые двигатели подразделяются на: одно-, двух-, трех- и многофазные. Различают реактивные двигатели без обмотки возбуждения и двигатели с обмоткой возбуждения на роторе. Число зубцов на статоре и на роторе может быть одинаковым и различным. На практике наиболее широко используются трехфазные реактивные шаговые двигатели. Это объясняется тем, что данный тип двигателя обеспечивает реверсирование и устойчивость работы будучи сравнительно простым по конструкции и управлению.

Схема маломощного трехфазного редукторного шагового двигателя с реактивным зубчатым ротором 2 и явнополюсным статором с зубцами приведена на рис. 2.13, а. Обмотки управления, расположенные на полюсах статора 1, смещены между собой на одно полюсное деление. На каждом полюсе статора размещены катушки двух соседних обмоток управления. Между обмотками имеется сильная электромагнитная связь, вследствие которой сокращается время нарастания тока в них и повышается к. п. д. по сравнению с системой обмоток, магнитно не связанных между собой. Зубцы каждой диаметрально расположенной пары полюсов статора смещены на $\frac{1}{3}$ зубцового деления в противоположных направлениях относительно зубцов двух соседних пар полюсов.

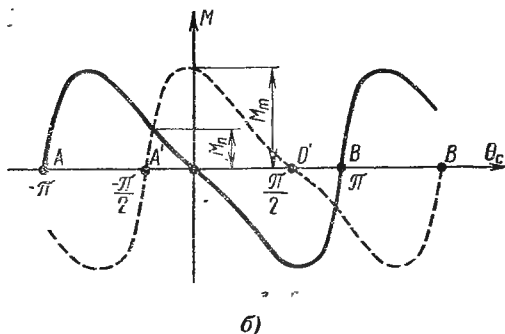
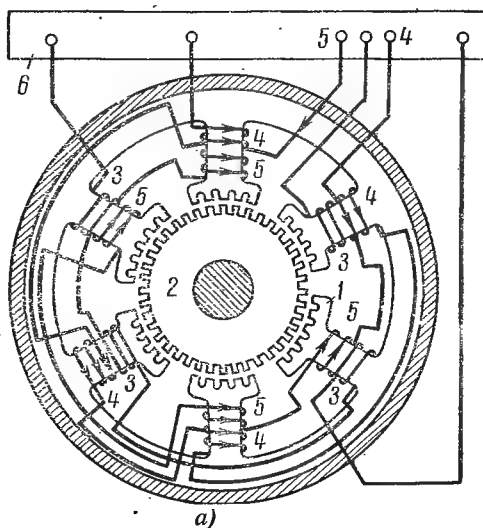


Рис. 2.13. Редукторный шаговый двигатель:

а) схема; б) статический синхронизирующий момент шагового двигателя

Поочередное возбуждение обмоток управления (от источника постоянного тока) вызывает шаговые повороты ротора на $\frac{1}{3}$ зубцового деления в направлении, зависящем от последовательности подачи импульсов. Подаче импульсов в порядке 4—5—6—4 отвечает одно направление шагового вращения ротора, а импульсам очередности 4—6—5—4 соответствует противоположное направление дискретного вращения ротора. Остановка ротора двигателя в фиксированном положении достигается включением постоянного тока в одну из обмоток управления. Свойства шагового двигателя определяются рядом его показателей и характеристик. К ним относятся:

1. Величина шага двигателя или угол поворота ротора, отвечающий одному импульсу напряжения,

$$\alpha = \frac{360^\circ}{2pm} = \frac{360^\circ}{zm}. \quad (2.33)$$

Здесь $2p$ — число полюсов;

m — число фаз или обмоток управления.

В реактивном двигателе число полюсов равно числу зубцов на роторе $2p = z$. Шаг двигателя, как видно из (2.33), уменьшается с увеличением его числа полюсов (зубцов). В различных типах трехфазных импульсных двигателей величина шага изменяется в пределах $1,5—10^\circ$.

2. Статический синхронизирующий момент или вращающий момент в установившемся электромеханическом режиме при постоянном токе в обмотке управления и нулевой скорости ротора. Этот момент выражается в виде функции двух переменных: угла рассогласования θ между осью ротора и осью н. с. статора, а также тока управления.

Из известного соотношения, определяющего вращающий момент в виде производной магнитной энергии системы по углу поворота ее подвижной части, получается общая формула для синхронизирующего момента двигателя:

$$M = p(Iw)^2 \frac{dG}{d\theta}, \quad (2.34)$$

где Iw — н. с. управляющей обмотки;

G — магнитная проводимость на пару полюсов;

θ — геометрический угол рассогласования между осями зубцов статора и ротора.

Как показывает (2.34), синхронизирующий момент при определенных условиях пропорционален произведению числа полюсов, н. с. обмотки управления в квадрате и производной магнитной проводимости по углу поворота ротора.

В настоящее время изготавливаются силовые шаговые двигатели с максимальным статическим моментом, достигающим нескольких десятков джоулей.

3. Область статической устойчивости или пределы угла рассогласовывания вблизи точки устойчивого равновесия (точка O на характеристике рис. 2.13, б), из которой ротор возвращается в точку устойчивого равновесия, минуя точки неустойчивого равновесия A и B после отключения внешнего воздействия. Область статической устойчивости реактивного симметричного двигателя симметрична относительно точки O :

$$\theta_y = \pm 0,5\pi = \pm 1,5\alpha_s,$$

где $\alpha_s = p\alpha = \frac{\pi}{m}$ ($m = 3$ для двигателя с тремя фазами).

Область динамической устойчивости определяет пределы угла рассогласования вблизи точки устойчивого равновесия O , из которой ротор возвращается в точку устойчивого равновесия O' , другой характеристики, сдвинутой на один шаг, минуя точки неустойчивого равновесия A' , B' этой характеристики. Зона динамической устойчивости двигателя с реактивным симметричным ротором

$$\theta_y = \pm 0,5\pi + \alpha_s = (1 \pm 1,5) \alpha_s. \quad (2.35)$$

Отрицательная зона устойчивости равна половине шага, а положительная — двум шагам. Устойчивость двигателя характеризует его способность отрабатывать шаги без перебоев.

4. Частота приемистости или наибольшая частота управляющих импульсов, при которой ротор еще может входить в синхронизм с места, не теряя шага. Эта частота возрастает с уменьшением момента инерции, отнесенного к максимальному моменту M_m , и шага ротора и расширением области устойчивости. Частота приемистости современных шаговых двигателей достигает примерно 2000 гц.

5. Зависимость среднего синхронизирующего момента от частоты управляющих импульсов.

Шаговые двигатели выпускаются серийно. Четырехтактные магнитоэлектрические двигатели серии ШДА имеют мощность от 5 до 100 вт и максимальный момент от 0,01 до 0,7 н·м. Двигатели серии ДШИ выполняются на номинальные моменты от 0,01 до 1,0 н·м. Повышенной точностью отличается серия индукторных двигателей с максимальным моментом от 0,01 до 1 н·м и ценой шага от 3 до 15°.

§ 2. 8. Двигатель с катящимся ротором

Двигатель с катящимся ротором (предложенный А. И. Москвитиным), действующий на принципе синхронно вращающейся силы одностороннего магнитного притяжения ротора, эксцентрично расположенного в расточке статора, может эффективно

использоваться в различных тихоходных, малоинерционных электроприводах.

Особенности конструкции такого двигателя показаны на рис. 2.14, а. В пазах статора размещена трехфазная (в общем случае многофазная) двухполюсная обмотка 1, а по его торцам обмотка униполярного подмагничивания 2, питаемая постоянным током. Вместо последней могут быть использованы постоянные тороидальные магниты. Шихтованный ротор без обмотки диаметром D_2 расположен в расточке статора диаметром D_1 с эксцентриситетом e . Трехфазная обмотка образует в зазоре вращающееся магнитное поле. Обмотка подмагничивания создает униполярное, неподвижное поле. Униполярный магнитный поток вызывает неподвижное одностороннее притяжение ротора к статору. Результирующее магнитное поле в зазоре, образующееся сложением вращающегося и униполярного полей, создает силу магнитного притяжения F , вращающуюся с синхронной скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$ (рис. 2.14, б). Под влиянием этой

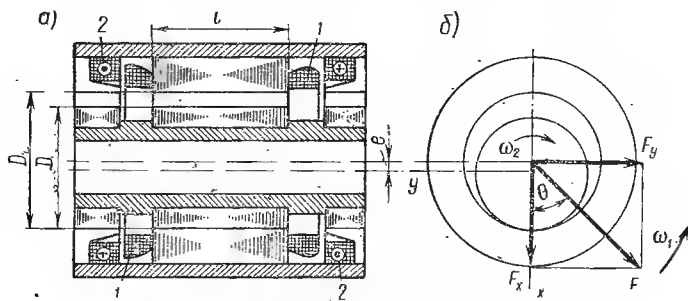


Рис. 2.14. Двигатель с катящимся ротором:
а) конструктивная схема; б) электромагнитные силы

силы ротор синхронно перекачивается по поверхности расточки статора. Линия соприкосновения ротора со статором, точнее минимальный зазор между ними, движется вдоль окружности статора с синхронной скоростью. Перекачиваясь по расточке статора, ротор вместе с тем одновременно вращается вокруг своей оси в противоположном направлении со скоростью, пропорциональной величине эксцентриситета,

$$\omega_2 = \frac{D_1 - D_2}{D_2} \omega_1. \quad (2.36)$$

При небольшой разнице диаметров ротор имеет малую скорость вращения. Машину можно построить практически на любую низкую скорость вращения без механического редуктора. Редукция скорости поля происходит в самой машине.

В существующих конструкциях ротор перекачивается посредством катков по специальным направляющим так, что непосредственного соприкосновения поверхностей ротора и статора не происходит. При этом скорость ротора определяется разностью диаметров направляющих и катков. Для определения усилия, действующего на ротор, следует рассчитать магнитное поле (распределение магнитной индукции) в эксцентрическом воздушном зазоре машины, создаваемое трехфазной и подмагничивающей обмотками. Электромагнитная сила притяжения, действующая на малый элемент поверхности Δs ,

$$F_{\Delta} = \frac{B_n^2 \Delta s}{2\mu_0}, \quad (2.37)$$

где B_n — нормальная составляющая магнитной индукции на элементе поверхности Δs ;

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха.

Суммарная электромагнитная сила одностороннего притяжения, обусловленная обеими составляющими полей (бегущим и униполярным), направлена под определенным углом θ к оси, проходящей через вращающийся минимальный зазор и центр окружности статора (см. рис. 2.14, б). Составляющая результирующей силы по этой оси $F_x = F \cos \theta$ давит на опору, в то время как составляющая по перпендикулярной оси $F_y = F \sin \theta$ создает момент вращения относительно линии соприкосновения ротора и статора (мгновенного центра вращения).

Направление результирующей силы совпадает с положением амплитуды н. с. трехфазной обмотки статора. С увеличением нагрузки на валу угол θ и составляющая силы F_y возрастают до определенного максимума.

Сила F_y , определяющая электромагнитный момент вращения:

$$F_y \approx 8 \cdot 10^{-6} \lambda^2 I_m c \gamma \sin \theta, \quad (2.38)$$

где $\lambda = D_1 : (D_1 - D_2)$;

l — активная длина двигателя;

$I_m = \frac{2m\omega \sqrt{2} I}{\pi D_1}$ — амплитудное значение линейной нагрузки статора ($m = 3$ для трехфазной обмотки.; ω — число витков в фазе);

c — составляющая н. с. обмотки подмагничивания, приходящаяся на воздушный зазор;

$\gamma \approx \varphi(\epsilon)$ — переменная, зависящая в основном от величины относительного эксцентриситета

$$\epsilon = \frac{2e}{D_1 - D_2}.$$

В первом приближении $\gamma \simeq a + b\epsilon^2$, $a = 0,5$; $b = 0,7$.

Вращающий момент $M = F_v \frac{D_2}{2}$.

Из приближенной формулы (2.38) следует, что при отсутствии униполярного подмагничивания $c = 0$, момент вращения также равен нулю, так как $F_v = 0$.

В реальных условиях вращающий момент двигателя (обмотка подмагничивания которого обесточена), хотя и мал по величине, но не равен нулю вследствие неравенства магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям машины из-за насыщения активной части магнитной системы.

Двигатель с катящимся ротором по принципу действия является синхронным, поскольку скорость обкатывания ротором расточки статора равна синхронной. Максимальный электромагнитный вращающий момент этого двигателя зависит в основном от относительной величины эксцентриситета, н. с. обмоток и характеристик магнитной системы.

Наиболее ценное свойство рассматриваемого двигателя — малая скорость вращения ротора — определяет область его рационального использования в тихоходных, безредукторных электроприводах. Ротор такого двигателя имеет небольшую инерционность. Он обладает хорошими энергетическими показателями и степенью использования.

§ 2. 9. Трехфазные коллекторные двигатели

Регулирование скорости при отсутствии промежуточного преобразования электрической энергии является достоинством трехфазных коллекторных двигателей. В мировой практике эти двигатели получили большое применение в приводах прядильных и отделочных машин текстильной промышленности, полиграфических и бумагоделательных машин, подъемно-транспортных механизмов, в ряде электроприводов химической, пищевой и других отраслей промышленности. В последние годы область применения коллекторных двигателей расширилась в связи с улучшением их коммутации, повышением к. п. д. и расширением пределов регулирования. В приводах меньшей мощности хорошо зарекомендовали себя двигатели с роторным питанием типа Шраге. Именно эти коллекторные двигатели нашли применение в текстильной промышленности.

Электрическая схема двигателя параллельного возбуждения с питанием через ротор изображена на рис. 2.15, а. На роторе имеются две трехфазные обмотки: первичная P , питаемая через кольца, и обмотка K , предназначенная для создания добавочной э. д. с. (на схеме представлена окружностью). На статоре

расположена одна трехфазная обмотка C . Ее начала присоединены к щеткам $a_1—a_2—a_3$ и концы к щеткам $b_1—b_2—b_3$, прикрепленным к двум траверсам, которые могут перемещаться в противоположных направлениях. Посредством такого перемещения щеток производится регулирование скорости вращения двигателя. Принцип регулирования скорости основан на введении во вторичный контур (обмотку C) дополнительной э. д. с. с частотой скольжения, снимаемой со щеток. Здесь возможны три характерных случая:

1) при $\alpha = 0$ и $\beta > 0$ основная э. д. с. E_{2s} обмотки C и дополнительная э. д. с. E_k действуют во вторичном контуре встречно и скорость двигателя уменьшается. Если $\beta = 0$, то $E_k = 0$ и машина работает как обращенный асинхронный двигатель;

2) при $\alpha = 0$ и $\beta < 0$ э. д. с. E_{2s} и E_k направлены согласно и скорость двигателя возрастает. В случае $E_k > E_{2s}$ скорость двигателя становится выше синхронной;

3) в реальном общем случае угол $\alpha > 0$ и добавочная э. д. с. направлена под соответствующим углом к э. д. с. E_{2s} . Наличие составляющей э. д. с. E_k , опережающей по фазе E_{2s} на угол 90° , увеличивает коэффициент мощности двигателя.

Скорость вращения холостого хода двигателя зависит от отношения н. с. обмоток K и C от угла сдвига щеток из нейтрального положения β и угла α между осями обмоток C и K :

$$n_0 = n_1 \left(1 - \frac{\omega_k k_k \cos \alpha}{\omega_2 k_2} \sin \beta \right). \quad (2.39)$$

Здесь ω_k и ω_2 — числа витков;

k_k и k_2 — обмоточные коэффициенты.

При нагрузке скорость вращения будет меньше, чем при холостом ходе вследствие влияния падения напряжения и реакции якоря.

Механические характеристики этого двигателя показаны на рис. 2.15, б для разных значений угла β . Они являются жестки-

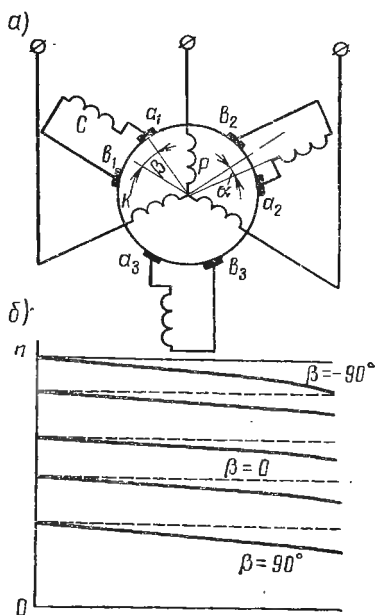


Рис. 2.15. Трехфазный коллекторный двигатель с роторным питанием:

а) схема; б) механические характеристики

ми. С увеличением угла раствора щеток жесткость характеристик уменьшается из-за возрастания сопротивления вторичного контура. Коллекторные машины переменного тока уступают коллекторным машинам постоянного тока в отношении условий обеспечения хорошей коммутации, так как в коммутируемых секциях индуцируется не только реактивная, но и трансформаторная э. д. с. Поскольку компенсация этих э. д. с. в машинах с вращающимся полем невозможна, то нормальная коммутация достигается ограничением величин упомянутых э. д. с. (до 2,5 в). В этом отношении в настоящее время достигнуты значительные успехи.

Обычно эти двигатели выполняются с симметричным регулированием вверх и вниз относительно синхронной скорости. Рациональное использование трехфазных коллекторных двигателей относится в основном к электроприводам с ограниченным диапазоном регулирования скорости, с невысокой жесткостью механических характеристик, не требующих быстрого действия в режимах пуска, торможения и регулирования. Их стоимость превышает стоимость двигателей постоянного тока и регулируемых асинхронных, но это окупается за счет более высоких энергетических показателей в процессе эксплуатации.

§. 2. 10 Характеристики двигателей постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением

Исходные зависимости, определяющие статические характеристики двигателей постоянного тока, имеют вид:
для напряжения цепей якоря

$$U = E + I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{д}}); \quad (2.40)$$

для э. д. с. якоря

$$E = c_e n \Phi, \quad (2.41)$$

где

$$c_e = \frac{pN}{60a};$$

N — общее число проводников обмотки якоря;
 a — число пар параллельных ветвей обмотки.

Результирующий поток

$$\Phi = \varphi(i_{\text{в}}, I_{\text{я}}). \quad (2.42)$$

Вращающий момент, дж ,

$$M = c_m I_a \Phi, \quad (2.43)$$

где $c_m = \frac{pN}{2\pi a}$ и $\frac{c_e}{c_m} = 0,1045$.

Из них вытекают уравнения скоростной и механической характеристик:

$$n = \frac{U - I_a (r_a + r_d)}{c_e \Phi}, \quad (2.44)$$

$$n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{(r_a + r_d) M}{c_e c_m \Phi^2}. \quad (2.45)$$

Скоростная и механическая характеристики двигателя — прямые линии в случае постоянства магнитного потока, напряжения и сопротивления цепи якоря. У двигателей с независимым и параллельным возбуждением ток возбуждения постоянный, и результирующий поток изменяется лишь вследствие размагничивающего действия реакции якоря. При приближен-

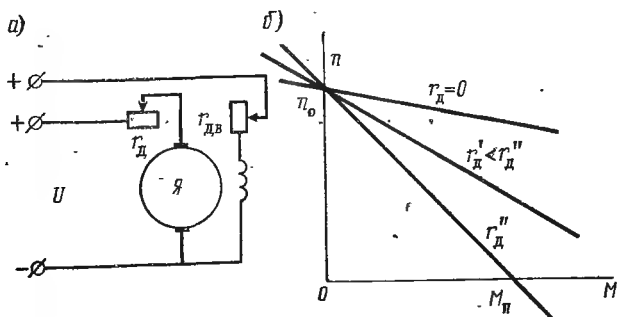


Рис. 2.16. Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением:

а) схема; б) естественная и искусственные механические характеристики с введением добавочного сопротивления в цепь якоря

ном расчете характеристик реакцию якоря не учитывают, полагая $\Phi = \text{const}$. При этом допущении естественная и искусственные характеристики двигателей с независимым возбуждением (рис. 2.16, а) имеют линейный характер (рис. 2.16, б).

Из формулы (2.45) видно, что скорость при холостом ходе ($M = 0$) будет $n_0 = \frac{U}{c_e \Phi}$, а вращающий момент при коротком замыкании (неподвижном якоре)

$$M_n = \frac{U c_m \Phi}{(r_a + r_d)}. \quad (2.46)$$

Жесткость механических характеристик уменьшается при увеличении сопротивления в цепи якоря (см. рис. 2.16, б), а также сопротивления в цепи возбуждения (рис. 2.17, а) и остается постоянной при изменении напряжения (рис. 2.17, б).

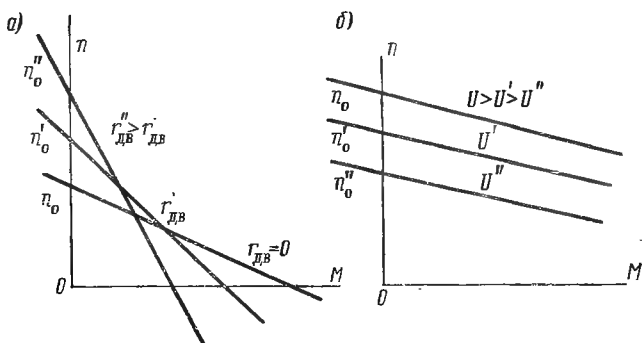


Рис. 2.17. Механические характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением: *

а) при введении добавочного сопротивления в цепь возбуждения; б) при изменении напряжения подводимого к цепи якоря

Моментная характеристика или зависимость момента вращения от тока якоря при указанном допущении также есть прямая линия. С учетом размагничивающего действия реакции якоря (уменьшения Φ) вращающий момент пропорционален току якоря в степени $\alpha < 1$

$$M = k I_{я}^{\alpha}. \quad (2.47)$$

Из (2.47) следует, что ток и мощность якоря пропорциональны моменту вращения в степени большей единицы.

Механические характеристики можно построить по паспортным данным двигателя и значению сопротивления цепи якоря. Характеристика строится по двум точкам: идеального холостого хода с координатами $n = n_0$, $M = 0$ и номинальной нагрузки со значениями $n = n_n$ и $M = M_n$. Скорость при холостом ходе

$$n_0 = \frac{U_n}{c_e \Phi_n}. \quad (2.48)$$

Номинальная скорость

$$n_n = \frac{U_n - I_n (r_{я} + r_d)}{c_e \Phi_n}.$$

Из отношения этих скоростей получаем:

$$n_0 = n_n \frac{U_n}{U_n - I_n (r_{я} + r_d)}. \quad (2.49)$$

Поскольку в каталожных данных сопротивление цепи якоря не дается, его определяют приближенно, задаваясь отношением постоянных и переменных потерь при номинальной нагрузке. Например, при равенстве этих потерь имеем:

$$I_H^2 r_{\text{я}} = \frac{\Delta P_{\text{н}}}{2} = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}} - P_{\text{н}}}{2}.$$

Откуда сопротивление цепи якоря

$$r_{\text{я}} \approx \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}} - P_{\text{н}}}{2 I_{\text{н}}^2}. \quad (2.50)$$

Торможение двигателей постоянного тока. На рис. 2.18 изображены принципиальные схемы, а также направления действия электромагнитных моментов (M) и моментов механизма (M_c) в двигательном (рис. 2.18, а) и тормозных режимах

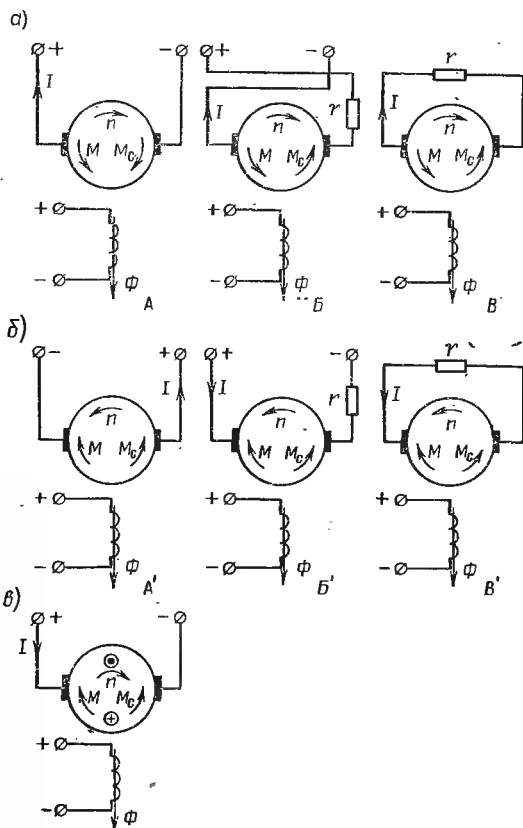


Рис. 2.18. Схемы и направления моментов в двигательном и тормозных режимах

(рис. 2.18, а, б; А и А', Б и Б', В и В') при независимом возбуждении. Схемы (см. рис. 2.18, а) относятся к одному направлению вращения, а схемы (см. рис. 2.18, б) — к противоположному направлению вращения при тормозных режимах по сравнению с двигательным.

Рекуперативное торможение. Якорь двигателя приводится во вращение моментом механизма со скоростью, превосходящей скорость идеального холостого хода. Э. д. с. якоря при том же потоке больше напряжения сети, что приводит к изменению направления тока якоря, мощности и электромагнитного момента (в случае неизменного направления скорости и изменении знака момента механизма на обратный). Если момент механизма сохраняет свое направление, то скорость якоря имеет обратный знак (см. рис. 2.18, б; А'). Такой случай возникает, например, при опускании краном тяжелого груза.

Торможение противовключением. При противовключении машина работает в качестве электромагнитного тормоза, потребляя электрическую мощность из сети. Возможны две разновидности торможения:

а) изменением направления тока якоря и электромагнитного момента переключением полярности подводимого к якорю напряжения. Моменты, развиваемые двигателем и рабочим механизмом, действуют согласно в направлении, обратном направлению вращения якоря, скорость которого снижается до нуля и затем может изменить свое направление на обратное, если двигатель не отключить от сети при скорости, равной нулю (см. рис. 2.18, а; Б). Такая разновидность торможения применяется в механизмах с реактивным статическим моментом, изменяющим свое направление вместе со скоростью, если необходима его быстрая остановка;

б) вращением якоря в направлении момента рабочего механизма с противодействующим электромагнитным моментом. Это можно достигнуть посредством включения в цепь якоря добавочного сопротивления, без перемены полярности напряжения якоря, в приводах с активным моментом механизма, сохраняющим знак при изменении направления вращения, например в крановых установках (см. рис. 2.18, б; В').

Динамическое торможение. Отсоединенный от сети якорь замыкается на сопротивление r , и машина переходит в генераторный режим с независимым возбуждением за счет запасенной кинетической энергии установки. Электромагнитный момент в начале режима, изменив знак на обратный, действует согласно с моментом механизма в направлении, противоположном скорости вращения якоря. Скорость двигателя быстро снижается до нуля. Если момент рабочего механизма при этом сохраняет свое направление и достаточную величину (крановая установка), то скорость вращения якоря изменяет направление

на обратное под действием упомянутого момента. Величина этой скорости достигает установившегося значения при равенстве моментов $M_c = M$.

Из сопоставления рассмотренных способов торможения вытекают следующие положения. Наибольшую интенсивность торможения обеспечивает противовключение, обладающее, однако, самыми низкими энергетическими показателями и возможностью саморевёрсирования. Динамическое торможение более экономично, более плавно и исключает возможность саморевёрсирования; его тормозное действие ослабляется по мере снижения скорости вращения или совсем исчезает при отсутствии возбуждения. На-

более экономичным является рекуперативное торможение, однако оно реализуется лишь при скоростях, превышающих скорость идеального холостого хода. Механические характеристики в разных режимах показаны на рис. 2.19. I квадранту соответствует двигательный режим, II — режимы рекуперативного торможения, динамического торможения и торможения противовключением при том же направ-

лении вращения, что и в двигательном режиме. IV квадранту отвечают те же режимы, что и II, но только для противоположного направления вращения по отношению к двигательному. На этом рисунке прямые a и a' — естественные характеристики, а прямые b и b' — искусственные при введенных в цепь якоря добавочных сопротивлений в режиме противовключения (b) и динамического торможения (b'). Для режима противовключения знак приложенного напряжения в уравнении (2.45) меняется на обратный, ему соответствует участок (b'). Прямая b параллельна прямой b' и проходит на одинаковом с ней расстоянии от начала координат. Для режима динамического торможения $U=0$ и уравнение механической характеристики примет вид

$$n = - \frac{(r_{\text{я}} + r_{\text{д}}) M}{c_e c_{\text{м}} \Phi^2}. \quad (2.51)$$

Эта характеристика проходит через начало координат с уменьшающейся жесткостью при увеличении сопротивления цепи якоря.

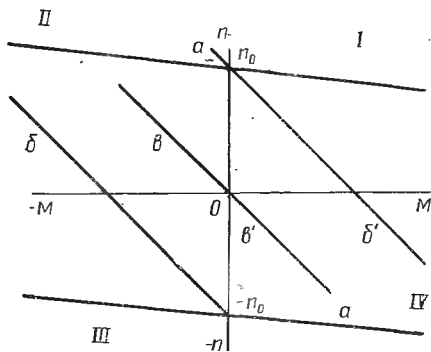


Рис. 2.19. Механические характеристики машины с независимым возбуждением в двигательном и тормозных режимах

Характеристики двигателей в процессе их эксплуатации могут отличаться от естественных характеристик вследствие изменения напряжения источника постоянного тока и падения напряжения в соединительных проводах. Здесь следует различать двигатели независимого возбуждения от двигателей с параллельным возбуждением.

В двигателях с независимым возбуждением ($I_B = \text{const}$) характеристики без учета реакции якоря при постоянном сопротивлении цепи якоря (включая сопротивления соединительных проводов), но при разных величинах напряжения питания аналогичны искусственным характеристикам, изображенным на рис. 2.17, б).

У двигателей параллельного возбуждения ток возбуждения и магнитный поток зависят от напряжения и тока якоря:

$$\left. \begin{aligned} U &= (I_A + I_B) r_d + I_B r_B, \\ I_B &= \frac{U - I_A r_d}{r_B + r_d}. \end{aligned} \right\} \quad (2.52)$$

С увеличением нагрузки на валу двигателя, якорь которого соединен с сетью проводами значительного сопротивления r_d , ток возбуждения и магнитный поток снижаются, а скорость вращения падает сильнее, чем в нормальных условиях (рис. 2.20, а). Вращающий момент при $n=0$, как это вытекает из (2.46), оказывается меньшим, чем при $r_d=0$. На рис. 2.20, б

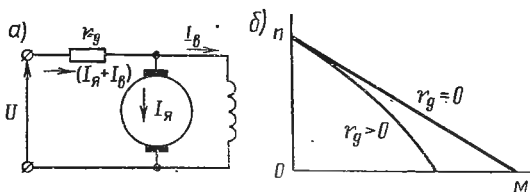


Рис. 2.20. Двигатель параллельного возбуждения;

а) схема; б) эксплуатационные характеристики

показана эксплуатационная характеристика двигателя с параллельным возбуждением при наличии значительного сопротивления соединительных проводов. Если изменяется напряжение в сети U , то при малом сопротивлении соединительных проводов искусственная характеристика такого двигателя близка к естественной вследствие того, что одновременно с напряжением пропорционально ему снижается ток возбуждения.

§ 2. 11. Характеристики исполнительных микродвигателей постоянного тока

Машины постоянного тока малой мощности широко применяются в качестве исполнительных двигателей различных автоматических устройств, в частности следящих систем. Они имеют независимое возбуждение и управляются изменением напряжения, подводимого к якорю. Вращающий момент такого двигателя без учета размагничивающего действия реакции якоря и магнитного насыщения

$$M = c_M I_{\text{я}} \Phi = \frac{c_M c_{\Phi} U_B^2}{r_{\text{я}}} (\alpha - c_e c_{\Phi} n) \quad (2.53)$$

Здесь $\Phi = c_{\Phi} U_B$, $\alpha = \frac{U_y}{U_B}$ — коэффициент управления или регулирования. Максимальный вращающий момент

$$M_{\text{пт}} = \frac{c_M c_{\Phi} U_B^2}{r_{\text{я}}} \quad (2.54)$$

при $n=0$ и $\alpha=1$.

Разделив (2.53) на (2.54), имеем в относительных единицах:

$$\mu = \alpha - c_e c_{\Phi} n = \alpha - \nu \quad \text{или} \quad \nu = \alpha - \mu. \quad (2.55)$$

Здесь $\mu = \frac{M}{M_{\text{пт}}}$ — вращающий момент, выраженный в долях максимального пускового момента;

$\nu = \frac{n}{n_0}$ — скорость вращения якоря в долях скорости идеального холостого хода n_0 .

Механическая характеристика $\nu = \varphi(\mu)$ для различных постоянных значений α и регулировочные характеристики $\nu = \varphi(\alpha)$ при постоянных

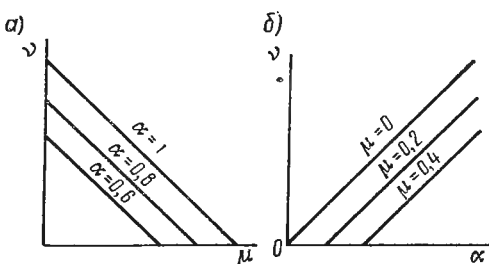


Рис. 2.21. Характеристики микродвигателя с независимым возбуждением:

а) механические; б) регулировочные

величинах момента представлены на рис. 2.21, а и 2.21, б.

Исполнительный двигатель малой мощности характеризуется: а) широкими пределами регулирования скорости; б) малой инерционностью (электромеханической постоянной времени), обеспечивающей сравнительно быстрое протекание переходных

процессов; в) значительным изменением скорости вращения при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной (до 30%) вследствие относительно большого падения напряжения в цепи якоря; г) большой кратностью пускового вращающего момента.

Механическая мощность двигателя

$$P_p = \nu \mu = \alpha \nu - \nu^2. \quad (2.56)$$

Зависимость мощности от скорости вращения имеет максимум, для которого справедливо

$$\frac{dP_p}{d\nu} = 0.$$

Скорость вращения, соответствующая этому максимуму,

$$\nu = \nu_m = 0,5 \alpha. \quad (2.57)$$

Значение максимальной мощности

$$P_{pm} = 0,25 \alpha^2. \quad (2.58)$$

Эта мощность пропорциональна квадрату коэффициента управления α .

§ 2. 12. Характеристики двигателей постоянного тока последовательного возбуждения

Последовательное соединение обмоток возбуждения и якоря определяет непосредственную зависимость магнитного потока от тока якоря $\Phi = \varphi(I_a)$ и соответствующие характеристики этого двигателя (рис. 2.22). Уравнения характеристик, записанные ранее в общем виде, справедливы и в данном случае:

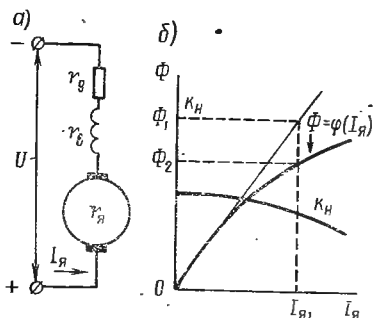


Рис. 2.22. Двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением:

а) схема; б) кривая намагничивания и коэффициент магнитного насыщения

$$M = c_m I_a \Phi = c_m I_a \varphi(I_a), \quad (2.59)$$

$$n = \frac{U - I_a(r_a + r_b + r_d)}{c_e \Phi}, \quad (2.60)$$

$$n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{(r_a + r_b + r_d) M}{c_e c_m \Phi^2}. \quad (2.61)$$

Нелинейная зависимость потока от тока возбуждения выражается в виде кривой $\Phi = \varphi(I_a)$. При слабой размагничивающей реакции якоря эта кривая почти совпадает с кривой намагничивания. Двигатели с последовательным возбуждением работают в условиях значительного маг-

нитного насыщения. Обозначим через $k_n = \Phi_2/\Phi_1$ переменный коэффициент магнитного насыщения (рис. 2.22, б).

Очевидно, что $\Phi_1 = aI_{я}$;

$$\Phi = \Phi_2 = k_n \Phi_1 = ak_n I_{я}; \quad (2.62)$$

$$M = ac_m k_n I_{я}^2; \quad (2.63)$$

$$\Phi = \sqrt{\frac{ak_n}{c_m} M}. \quad (2.64)$$

Подставляя (2.62) в (2.60) и (2.64) в (2.61), получим:

$$n = \frac{U - I_{я}(r_{я} + r_{в} + r_{л})}{ac_e k_n I_{я}}, \quad (2.65)$$

$$n = \frac{U}{\frac{c_e}{c_m} \sqrt{ac_m k_n M}} - \frac{(r_{я} + r_{в} + r_{л})}{ac_e k_n}. \quad (2.66)$$

С увеличением тока якоря коэффициент насыщения уменьшается. Его значения находят по кривой $\Phi = \varphi(I_{я})$. На рис. 2.23 показаны зависимости скорости вращения и момента от тока якоря. У этого двигателя скорость и момент вращения сильно зависят от тока якоря в особенности при малых нагрузках. При холостом ходе скорость вращения достигает большой величины, практически не до бесконечности, как следует из формулы (2.66), а до 3—6-кратного номинального значения вследствие наличия механических потерь, остаточного магнитного потока и некоторых магнитных потерь. Пусковой момент вращения у двигателя последовательного возбуждения выше, чем у двигателя параллельного возбуждения с тем же номинальным моментом и мощностью. Это положение вытекает из зависимости (2.63). Здесь при пуске возрастают ток якоря и магнитный поток, тогда как в двигателе с параллельным возбуждением магнитный поток несколько снижается при большом пусковом токе. Для расчета характеристик двигателей последовательного возбуждения необходимо знать зависимость $\Phi = \varphi(I_{я})$ или $k_n = \varphi(I_{я})$. Практически используют экспериментальные кривые $n = \varphi(I_{я})$ и $M = \varphi(I_{я})$ или универсальные кривые в относительных единицах $v = \varphi(i)$ и $\mu = \varphi(i)$, приводимые в каталогах. Естественная механическая характеристика двигателя находится по точкам n , M , соответствующим ряду

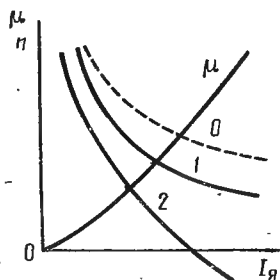


Рис. 2.23. Зависимость момента и скорости вращения от тока якоря двигателя последовательного возбуждения:

0 — пограничная скоростная характеристика; 1 — естественная скоростная характеристика; 2 — искусственная скоростная характеристика

значений тока. Искусственные характеристики при наличии добавочного сопротивления в цепи якоря можно найти по естественной характеристике следующим образом. Из (2.60) при $I_a = 0$ получаем формулу для пограничной скорости

$$n_r = \frac{U}{c_e \Phi}. \quad (2.67)$$

Разделив (2.67) на (2.60) для случая $r_d = 0$, получаем пограничную скорость, выраженную через скорость, и ток, соответствующие естественной характеристике

$$n_r = \frac{n}{1 - \frac{I_a(r_a + r_b)}{U}}. \quad (2.68)$$

Уравнение искусственной характеристики

$$n = n_r \left[1 - \frac{I_a(r_a + r_b + r_d)}{U} \right]. \quad (2.69)$$

Зная зависимость момента от тока, данную в каталоге, от скоростной характеристики, можно перейти к механической.

Возможности торможения двигателей последовательного возбуждения более ограничены, чем у двигателей независимого возбуждения. Рекуперативное торможение этих двигателей в естественных условиях невозможно вследствие того, что нельзя превзойти скорость холостого хода и повысить э. д. с. якоря до величины, большей его напряжения. В этом случае двигатель переключается с последовательного на независимое или параллельное возбуждение и работает по принципу, рассмотренному ранее. Торможение противовключением реализуется тогда, когда сохраняется направление потока возбуждения. Если торможение происходит без перемены полярности напряжения якоря, то при изменении направления вращения и достаточном добавочном сопротивлении в якоре машина может перейти в режим самовозбуждающегося генератора. Динамическое торможение, осуществляемое по схемам независимого возбуждения и с самовозбуждением, также требует выполнения основного условия — постоянного направления основного потока. Участок механической характеристики этого двигателя в режиме торможения противовключением рассчитывается по предыдущим формулам и располагается в квадрантах IV и II (рис. 2.24). Торможению механизма с активным статическим моментом отвечает участок, расположенный в квадранте IV, а реактивному — в квадранте II.

Характеристику машины в режиме динамического торможения можно рассчитать, исходя из уравнения напряжений цепи якоря, замкнутого на сопротивление r_m :

$$E = c_e n \Phi = I_a(r_a + r_b + r_m). \quad (2.70)$$

При торможении по схеме с независимым возбуждением приближенно можно считать, что $\Phi = \text{const}$ и скоростная характеристика — прямая линия, проходящая через начало координат:

$$n = \frac{I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{м}})}{c_e \Phi}. \quad (2.71)$$

При торможении по схеме с самовозбуждением

$$\left. \begin{aligned} \Phi &= a k_{\text{н}}(I_{\text{я}}) I_{\text{я}}, \\ n &= \frac{r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{м}}}{a c_e k_{\text{н}}(I_{\text{я}})}. \end{aligned} \right\} \quad (2.72)$$

Критическая скорость, при которой теряется самовозбуждение и исчезает тормозной электромагнитный момент, наступает при $I_{\text{я}} = 0$, $k_{\text{н}}(I_{\text{я}}) = 1,0$,

$$n_{\text{к}} = \frac{r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{м}}}{a c_e}. \quad (2.73)$$

Наименьшее значение этой критической скорости будет при $r_{\text{м}} = 0$. Выражая скорость при динамическом торможении через пограничную скорость

$$n_{\text{г}} = \frac{U}{a c_e k_{\text{н}} I(I_{\text{я}}) I_{\text{я}}},$$

получим:

$$n = \frac{n_{\text{г}} I_{\text{я}}}{U} (r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{м}}). \quad (2.74)$$

Механические характеристики при торможении по схеме с самовозбуждением для различных сопротивлений в цепи якоря показаны на рис. 2.24 в квадранте II.

В процессе эксплуатации характеристики двигателя могут отклоняться от естественных вследствие изменения напряжения на зажимах двигателя.

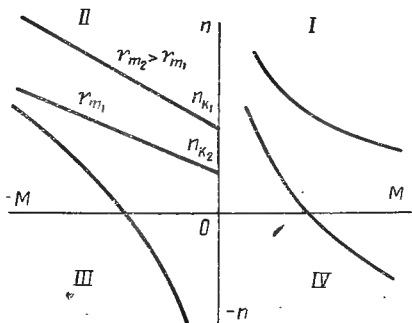


Рис. 2.24. Характеристики двигателя последовательного возбуждения в разных режимах работы

§ 2. 13. Характеристики

двигателей смешанного возбуждения

Обладая двумя обмотками возбуждения — параллельной и последовательной, двигатели смешанного возбуждения по своим свойствам занимают промежуточное положение. В зависимости от отношения н. с. обмоток возбуждения характеристики этих двигателей в большей мере приближаются к характеристикам двигателей параллельного или последовательного

возбуждения. Скоростная характеристика без учета реакции якоря

$$n = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{в}} + r_{\text{д}})}{c_e(\Phi_1 \pm \Phi_2)}. \quad (2.75)$$

Здесь поток последовательной обмотки является непосредственной функцией нагрузочного тока $\Phi_1 = \varphi(I)$, а поток параллельной обмотки неизменного сопротивления — функцией приложенного к ней напряжения $\Phi_2 = \varphi(U)$. Последний можно считать почти постоянным ввиду малого изменения напряжения. В связи с тем что в машине смешанного возбуждения имеется значительное магнитное насыщение, вызывающее нелинейный характер зависимости потока от тока, построение механических характеристик обычно проводится на основе экспериментальных кривых заводов-изготовителей $n = \varphi(I_{\text{я}})$ и $M = f(I_{\text{я}})$ или $v = \varphi(i_{\text{я}})$ и $\mu = f(i_{\text{я}})$, выраженных в абсолютных или относительных единицах. Такие универсальные кривые и построенные по ним механические характеристики изображены на рис. 2.25, а и рис. 2.25, б. Скорость вращения при малых нагрузках зависит от момента, затем при его увеличении снижается

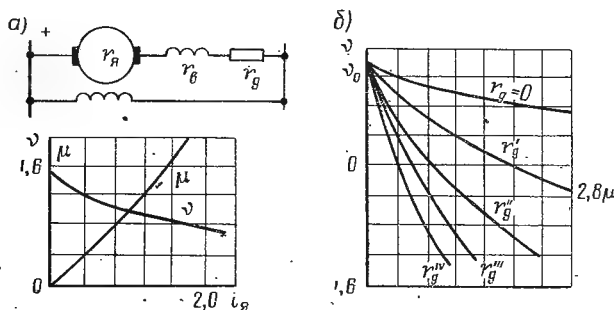


Рис. 2.25. Характеристики двигателя смешанного возбуждения:

а) универсальные; б) механические

почти по линейному закону вследствие магнитного насыщения. При больших сопротивлениях в цепи якоря механические характеристики — более мягкие и располагаются в квадранте IV (см. рис. 2.25, б). В механизмах с потенциальным моментом сопротивления электропривод, таким образом, переводится из двигательного режима в тормозной (например, подъем и спуск груза). К двигателю смешанного возбуждения применимы все три основных способа торможения: рекуперативное, противовключением и динамическое. Возможность рекуперативного торможения обеспечивается параллельной обмоткой возбуждения.

Переход в генераторный режим работы сопровождается изменением направления тока в последовательной обмотке возбуждения (при неизменной схеме) и ее размагничивающим действием, что делает кривую $n=\varphi(M)$ в этой зоне очень крутой. Для улучшения характеристики последовательная обмотка обычно отключается или закорачивается. Динамическое торможение с сохранением направления вращения обычно проводится по схеме с независимым возбуждением при выключенной обмотке последовательного возбуждения. Последняя при торможении с изменением направления вращения намагничивает, а при неизменном направлении вращения размагничивает машину.

§ 2. 14. Двигатели постоянного тока с печатной обмоткой якоря

Новый тип электрической машины постоянного тока с печатной обмоткой якоря, обладающей хорошими динамическими свойствами, имеет важное значение для следящих и регулируемых электроприводов. Нашей промышленностью эти машины строятся мощностью от 5 вт до 5 квт. Особенностью конструкции является то, что на плоском тонком диске из прочного изоляционного материала (например, стеклотекстолита) по обеим сторонам напечатаны тонкие медные проводники якоря. Обмотка якоря наносится на плоский диск двумя способами: электрическим осаждением и травлением фольги. Такой якорь 4 расположен в воздушном зазоре торцевой магнитной системы (рис. 2.26). Голые, не покрытые изоляцией, поверхности обмот-

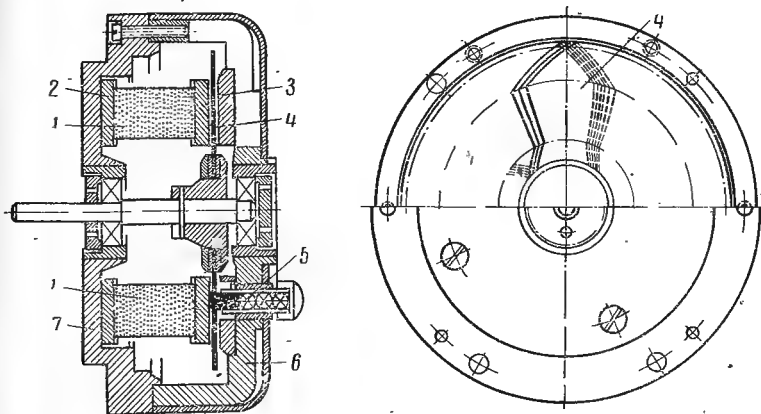


Рис. 2.26. Двигатель постоянного тока с печатной обмоткой якоря:

1 — постоянные магниты; 2 и 3 — кольцевые магнитопроводы; 4 — якорь; 5 — щеточный узел; 6 и 7 — немагнитные крышки

ки омываются воздухом и хорошо охлаждаются. Это позволяет допустить высокую плотность тока в обмотке и, кроме того, осуществить непосредственный контакт между ее проводниками и неподвижными щетками, т. е. не иметь отдельного коллектора. Машины малой мощности (до 200 вт) выполняются именно с таким простейшим выпрямляющим устройством 5 без отдельного коллектора. Момент инерции этой машины в несколько раз меньше, чем нормальной. Магнитная система 1, 2, 3 (см. рис. 2.26) имеет торцовую форму и выполняется многополюсной (для снижения длины лобовых соединений), либо несимметричной, либо симметричной относительно дискового якоря. Двигатели малой мощности изготавливаются с возбуждением от постоянных магнитов 1. В двигателях большей мощности (от 200 вт и выше) используется электромагнитная система возбуждения. Она дешевле постоянных магнитов, но снижает к. п. д. машины. В двигателях повышенной мощности предпочитают также иметь выносной коллектор, износостойчивость которого значительно выше, чем простейшего «бесколлекторного» коммутаторного устройства. Коллектор выполняется облегченной конструкции с небольшими размерами, благодаря лучшим условиям коммутации, чем у нормальных машин. Улучшенные условия коммутации являются следствием малой реактивной э. д. с. (в основном из-за незначительной индуктивности и взаимоиндуктивности цепей, удаленных от магнитных материалов) и небольшой э. д. с. от поля поперечной реакции якоря в коммутируемых секциях. По этой причине не требуются дополнительные полюса. Ввиду сравнительно большого немагнитного зазора в данной машине реакция якоря проявляется слабо и магнитный поток сохраняется практически постоянным. Механические и моментная характеристики двигателя имеют линейный характер. Уравнение механической характеристики имеет вид

$$\omega = \omega_0 \left(1 - a \frac{M}{M_H}\right), \quad (2.76)$$

где

$$\omega_0 = \frac{\omega_H}{1-a}, \quad a = \frac{rI_H}{U_H}.$$

Эти характеристики сохраняют линейность и в области малых скоростей.

Двигатели постоянного тока с печатной обмоткой якоря по сравнению с машинами обычной конструкции характеризуются:

а) более благоприятными динамическими свойствами, обусловленными малыми величинами момента инерции J , электро-механической и электромагнитной постоянных времени;

б) облегченными условиями коммутации вследствие малой индуктивности и взаимоиндуктивности коммутируемых секций и слабой индукции поперечной реакции якоря в зоне коммутации;

в) отсутствием пазов на якоре, что сильно снижает магнитный шум и вибрацию машины, а также исключает зубцовые гармоники в кривой вращающего момента;

г) значительно меньшим сроком службы из-за интенсивного износа вращающихся медных печатных цепей в местах соприкосновения их с неподвижными щетками; в случае выносного коллектора износоустойчивость обмотки якоря возрастает;

д) большим в несколько раз немагнитным зазором между неподвижными поверхностями магнитной системы, внутри которого вращается немагнитный якорь, а следовательно, повышенными значениями намагничивающей силы и размерами полюсов, а также мощности цепи электромагнитного возбуждения;

е) меньшей жесткостью механических характеристик из-за повышенной величины сопротивления обмотки якоря (большая плотность тока, малое сечение проводов). Эти характеристики практически линейны во всех областях скорости, включая низшие;

ж) меньшим к. п. д. в связи со сравнительно большими потерями мощности от вихревых и основного тока обмотки якоря, а также потерь в цепи электромагнитного возбуждения;

з) низкой стоимостью якоря и машины в целом в условиях массового серийного производства.

В сочетании с тиристорным управлением эти двигатели могут рационально применяться в быстродействующих следящих и силовых регулируемых приводах небольшой мощности.

§ 2. 15. Сравнение характеристик двигателей различных систем возбуждения

Как видно из предыдущего, система возбуждения существенно влияет на закономерность изменения магнитного потока и свойства электродвигателя. Для удобства сравнения на рис. 2.27 изображены механические характеристики и зависимости тока якоря от вращающего момента двигателей с параллельным 1, последовательным 2, смешанным 3 возбуждениями.

В рабочем диапазоне скорость вращения наиболее сильно изменяется при изменении нагрузки, в особенности при недогрузках у двигателя последовательного возбуждения; в меньшей мере у двигателя смешанного (согласного) возбуждения и незначительно — у двигателя параллельного возбуждения.

Механические характеристики двигателей последовательного возбуждения являются мягкими, у двигателей параллельного возбуждения — жесткими и двигателей смешанного (согласного) — занимают промежуточное положение между двумя первыми. При разгрузке до холостого хода скорость вращения двигателя последовательного возбуждения резко возрастает до большой величины (порядка 3—6-кратной) и незначительно —

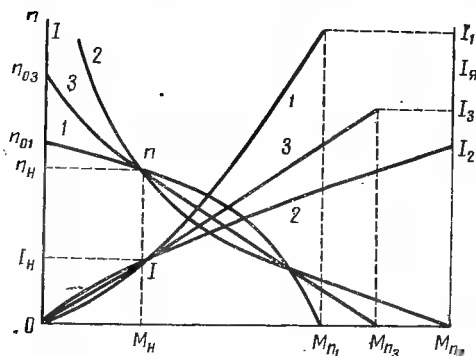


Рис. 2.27. Механические характеристики и зависимости тока якоря от момента вращения двигателей с различными способами возбуждения

у двигателя параллельного возбуждения. Величина скорости холостого хода двигателя смешанного (согласного) возбуждения умеренно превосходит номинальную скорость.

По степени зависимости вращающего момента от тока якоря двигатели параллельного и последовательного возбуждения также занимают крайние положения, а смешанного — промежуточное. Кратность пускового вращающего момента наиболее высокая у двигателя

последовательного возбуждения, значительная у двигателя смешанного (согласного) возбуждения и сравнительно меньшая у двигателей параллельного возбуждения.

Токи (мощности), потребляемые двигателями различного возбуждения, в разной мере зависят от момента на валу. У двигателя последовательного возбуждения ток якоря пропорционален моменту в степени, меньшей единицы, а у двигателя параллельного возбуждения — в степени, большей единицы. Пусковой ток — наибольший у двигателя параллельного возбуждения и сравнительно меньший — у двигателя последовательного возбуждения. При снижении напряжения в области сравнительно небольших нагрузок скорость вращения двигателя параллельного возбуждения сохраняется почти постоянной. При перегрузках и при пуске в ход двигатель параллельного возбуждения более чувствителен к посадкам напряжения, чем двигатель последовательного возбуждения. Пусковой вращающий момент первого сильно уменьшается со снижением напряжения вследствие уменьшения не только тока якоря, но и магнитного потока.

Возможностью рекуперативного торможения обладают двигатели с параллельным и смешанным возбуждениями. Двига-

тели последовательного возбуждения лишены этого свойства. Остальные виды торможения доступны двигателям всех систем возбуждения.

Выбор типа двигателя определяется соответствием его электромеханических свойств требованиям рабочей машины или механизма, условиями эксплуатации и факторами экономического характера.

§ 2. 16. Характеристики электромагнитных механизмов

Электромагнитные механизмы находят многообразное применение в автоматике. Они используются также в качестве силового привода. По устройству электромагниты делятся на втяжные и с поворотным якорем. По роду тока они подразделяются на электромагниты постоянного и переменного тока.

Основной характеристикой электромагнита является зависимость тягового усилия от хода якоря $F = \Phi(\delta)$, называемой тяговой характеристикой. Общая формула для электромагнитной силы, действующей на якорь электромагнита, получается дифференцированием магнитной энергии системы по перемещению якоря:

$$F = \frac{\partial A}{\partial \delta} = 0,5 (Iw)^2 \frac{dG}{d\delta}, \quad (2.77)$$

так как $A = 0,5 \Phi (Iw)$, $\Phi = (Iw) G$, где G — магнитная проводимость системы.

Сила выражается в джоулях на сантиметр, если намагничивающая сила берется в амперах, магнитная проводимость в генри, а перемещение в сантиметрах.

Для электромагнита с поворотным якорем вращающий момент

$$M = 0,5 (Iw)^2 \frac{dG}{d\alpha}, \quad (2.78)$$

где α — угол поворота якоря в радианах. Выражение для электромагнитной силы приобретает другую форму при $A = \frac{1}{2} LI^2$:

$$F = 0,5 I^2 \frac{dL}{d\delta}. \quad (2.79)$$

Рассмотрим характерные частные случаи.

Электромагнитная сила между параллельными плоскими поверхностями. Этот случай соответствует прямоходовому втяж-

ному электромагниту с плоским концом якоря (рис. 2.28, а). Без учета потока рассеяния и магнитного сопротивления стали будем иметь для магнитной проводимости:

$$G = \frac{\mu_0 S}{\delta} \text{ и } \frac{dG}{d\delta} = - \frac{dG}{d\delta'} = \frac{\mu_0 S}{\delta^2}.$$

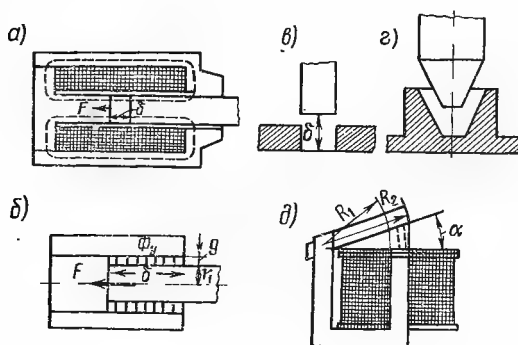


Рис. 2.28. Конструктивные формы электромагнитов:

а) втяжной с плоским концом якоря; б) поток между цилиндрическими поверхностями; в) с цилиндрическим концом якоря; г) с коническим концом якоря; д) с поворотным якорем.

Так как зазор δ уменьшается при втягивании якоря, $d\delta = -d\delta'$, то

$$F = 0,5 (I\omega)^2 \frac{\mu_0 S}{\delta^2} = 0,5 \frac{B^2 S}{\mu_0}. \quad (2.80)$$

Здесь F — электромагнитная сила, $\partial \text{ Дж}/\text{см}$;

$I\omega$ — намагничивающая сила, а;

S — площадь зазора, см^2 ;

δ — длина зазора, см ;

B — индукция, $\text{вб}/\text{см}^2$;

$$\mu_0 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \text{ зН}/\text{см}.$$

Электромагнитная сила от потока утечки между цилиндрическими поверхностями. Во втяжных системах общую силу, действующую на якорь, можно рассматривать как сумму двух составляющих: основной, соответствующей случаю, изображенному на рис. 2.28, а, и дополнительной, обусловленной взаимодействием потока утечки Φ_y с током катушки (рис. 2.28, б). Не учитывая поток выпучивания, будем иметь:

$$G = \frac{\mu_0 S}{l}; \quad l = g; \quad S = 2\pi (r_1 + 0,5g) \delta.$$

После дифференцирования магнитной проводимости по перемещению получаем:

$$F = 0,4 \cdot 10^{-7} \frac{(r_1 + 0,5 g)}{g} (Iw)^2. \quad (2.81)$$

Здесь линейные размеры можно взять в любых единицах, намагничивающую силу — в амперах.

Вращающий момент поворотного электромагнита. Вращающий момент поворотного электромагнита (рис. 2.28, д) находится по (2.78) без учета потока рассеяния и магнитного сопротивления стали. Магнитная проводимость элементарного слоя сечением $h \cdot dR$ (h — ширина якоря) и длиной αR будет:

$$dG = \frac{hdR\mu_0}{\alpha R}.$$

Полная проводимость воздушного зазора

$$G = \int_{R_1}^{R_2} dG = \frac{\mu_0 h}{\alpha} \ln \frac{R_2}{R_1}.$$

Вращающий момент

$$M = 0,5 (Iw)^2 \frac{\mu_0 h}{\alpha^2} \ln \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.82)$$

Характеристика тягового усилия в зависимости от хода теоретически, без учета магнитного рассеяния и насыщения стали, выражается квадратичной гиперболой (кривая 1 на рис. 2.29). С учетом указанных факторов она представлена в виде кривой 2 (см. рис. 2.29). Тяговое усилие и вращающий момент, как это показывают полученные формулы, пропорциональны квадрату намагничивающей силы или тока катушки. Изменение напряжения, приложенного к последней, очевидно, будет сильно

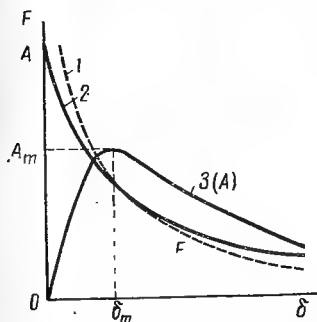


Рис. 2.29. Характеристики электромагнитов;

1, 2 — тяговые; 3 — полезной работы

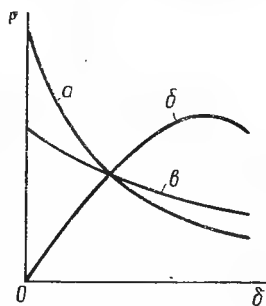


Рис. 2.30. Тяговые характеристики электромагнитов:

а) с плоским концом якоря;
б) с цилиндрическим концом;
в) с коническим концом якоря

влиять на величину тягового усилия. Для втяжных электромагнитов с плоским концом якоря, как это видно из (2.80), тяговое усилие обратно пропорционально квадрату длины воздушного зазора. Форма кривой тягового усилия в значительной мере зависит от формы конца якоря. На рис. 2.30 приведены для сравнения тяговые характеристики втяжного электромагнита с плоским концом (а), электромагнита с цилиндрическим концом (б) и с коническим концом якоря (в).

Второй важной характеристикой электромагнита является его полезная работа

$$A = F\delta. \quad (2.83)$$

Отношение полезной работы к общей, включающей, кроме полезной работы, еще и энергию, затраченную на ускорение движения, называется механическим к. п. д. электромагнита. Характеристика полезной работы $F\delta = \varphi(\delta)$ показана кривой 3, (см. рис. 2.29). Она имеет при некотором значении длины воздушного зазора максимальное значение A_m . При максимальной полезной работе получается наилучшая работоспособность электромагнита. При заданных условиях работы (тяговое усилие, ход якоря) существует определенный тип электромагнита, являющийся наиболее экономичным. Электромагнит считается наиболее экономичным, если его вес на единицу полезной работы минимален. Характеристики электромагнитов сильно зависят от их конструкции. В частности, значительное влияние на них оказывает форма конца якоря втяжного электромагнита.

Втяжные электромагниты с коническим и в особенности с цилиндрическим концом якоря выгодно применять для механизмов с меньшей величиной тягового усилия и большим ходе якоря. Как силовой привод электромагнит отличается простотой конструкции, надежностью работы, быстродействием (время срабатывания не более 0,1 сек), наличием значительных электромагнитных усилий, малыми габаритами и весом. Однако электромагнит имеет свойство, ограничивающее его применение в качестве силового привода: невозможность больших перемещений, реверсирования и регулирования скорости движения якоря. Здесь не рассматриваются электромагниты переменного тока, а также специальные машины возвратно-поступательного движения ввиду ограниченного объема пособия.

Глава III

СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

§ 3. 1. Основные положения

Управление современными электроприводами осуществляется с помощью различных, преимущественно электротехнических, устройств. Основными из них являются: командные аппараты и другие входные элементы; реле и другие логические элементы; контакторы; магнитные пускатели; автоматы; тормозные устройства; электрические сопротивления; усилители; преобразователи; электрические микромашины; электромагнитные муфты; устройства обратной связи; унифицированные блоки; вычислительные устройства и машины.

Основные звенья следящих приводов: измерители рассогласования, преобразователи сигнала рассогласования (модуляторы и демодуляторы), усилители и стабилизирующие устройства.

Автоматическая защита электроприводов от аварийных и других недопустимых режимов осуществляется реле защиты, автоматами, реже предохранителями. Каждый из упомянутых элементов может иметь различные конструктивные формы и технические данные. Однако по устройству и рабочим свойствам они подразделяются на две группы: релейно-контакторная аппаратура и бесконтактные средства управления.

Средства управления и защиты выполняют ответственную роль в системах автоматизированных электроприводов. Их качество во многом определяет совершенство электропривода, его надежность, производительность, стоимость и срок службы.

§ 3. 2. Командные аппараты

Командный аппарат представляет собой устройство, предназначенное для подачи команды о начале, прекращении или протекании в определенном порядке какой-нибудь операции или режима. Командные аппараты являются входными устройствами дискретного (прерывистого) действия. Эти аппараты могут

быть контактными и бесконтактными. Здесь кратко рассматриваются лишь контактные устройства. К командным аппаратам можно отнести различные простые кнопки и ключи, кнопочные станции, рубильники, выключатели, переключатели, контроллеры, концевые и путевые выключатели, программные шайбы и механизмы. Они приводятся в действие от руки или автоматически от движущегося звена системы управления. Среди аппаратуры ручного управления очень распространены кнопки, рубильники, выключатели, переключатели и контроллеры различных исполнений. Они служат для включения и отключения электрических цепей, необходимых для пуска в ход, остановки, торможения, реверсированная и регулирования электроприводов. Для иллюстрации приводятся схемы простых кнопочных станций: нереверсивной (рис. 3.1, а) и реверсивной (рис. 3.1, б).

К командным аппаратам относятся концевые и путевые выключатели, переключатели, программные шайбы и другие устройства, срабатывающие от воздействия того или иного элемента системы управления. Концевые выключатели, переключаясь в крайних положениях, обычно ограничивают ход того или иного механизма. На рис. 3.2 схематически изображено одно из возможных устройств концевого выключателя. С движущимся механизмом связан винт *В*.

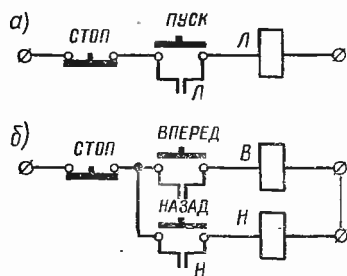


Рис. 3.1. Схемы кнопочных станций

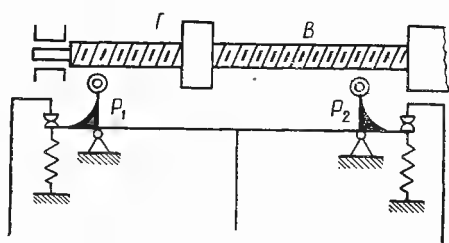


Рис. 3.2. Схема шпиндельного концевого выключателя

По достижении механизмом крайнего положения гайка *Г* поворачивает рычаг P_1 или P_2 , при этом происходит размыкание контакта, приводящее к отключению двигателя от сети. Путевые же выключатели воздействуют на электрические цепи в зависимости от пути, пройденного механизмом. В результате этого происходит изменение операций или режима работы. Основной частью любого командоаппарата является контактное или бесконтактное устройство, производящее включение и отключение электрических цепей. Контакты бывают размыкающимися и замыкающимися. Число таких контактов может

быть различным в разных типах аппаратов. Основным показателем аппаратов низкого напряжения является номинальный ток, на который рассчитаны их контакты. Управление номинальным током протекает достаточно надежно при нормальных условиях гашения электрической дуги, возникающей при размыкании цепи. Аппараты на большие номинальные токи, как правило, выполняются с дугогасительными камерами для интенсивного гашения дуги. Командные аппараты имеют различные конструктивные исполнения и защиту от вредного влияния окружающей среды.

§ 3. 3. Общие сведения

о релейно-контакторной аппаратуре

В настоящее время управление электроприводами посредством контактных электромеханических аппаратов (реле, контакторов и др.) не потеряло практического значения. Уступая бесконтактным элементам управления в отношении износостойчивости (числа выдерживаемых включений), надежности и регулировочных свойств, электромеханические стандартные контактные аппараты при их надлежащей наладке и обслуживании обеспечивают нормальную и безотказную работу многих систем электроприводов.

Основными контактными электромеханическими аппаратами являются: реле и контакторы постоянного и переменного тока, магнитные пускатели и автоматы. Они образуют группу релейно-контакторной аппаратуры.

Релейно-контакторная аппаратура производит включения и отключения цепей управления, защиты и главных цепей электродвигателей. Процессы пуска в ход, остановки, реверсирования, торможения и другие с требуемой закономерностью во многих приводах осуществляются с помощью электромеханических аппаратов.

Выпускаемые в настоящее время релейно-контакторные аппараты выдерживают большое число включений: контакты, гибкие соединения и другие сменяемые части — до 0,35—0,7 млн., несменяемые части — до 5—20 млн. включений. Меньшие значения включений относятся к аппаратам переменного тока, а большие — к аппаратам постоянного тока. На заводах-изготовителях реле, аппараты, контакторы в отдельности и комплектованные в виде панелей и блоков согласно типовым или индивидуальным проектам настраиваются и испытываются. Тем не менее на месте монтажа и в процессе эксплуатации аппаратура должна проверяться, налаживаться и настраиваться по определенной программе. Это является обязательным условием обеспечения нормальной, безотказной работы релейно-контакторной аппаратуры в течение проектируемых сроков.

Реле — это электромеханический аппарат, действующий при изменении управляющей (входной) величины (тока или другой переменной) и производящий скачкообразное изменение управляемой (выходной) величины (переключение в цепях управления). Обычно реле непосредственно управляет работой мощных аппаратов: контакторов и других устройств, которые производят переключения в главных цепях электродвигателей.

Существует большое количество различных типов реле. По принципу действия различают: электрические, механические и тепловые реле. В зависимости от входной величины, на изменение которой реле реагирует, они подразделяются на реле напряжения, тока, мощности, сопротивления, частоты, скорости, температуры и т. д. По характеру изменения физической величины, приводящей реле в действие, различают реле: максимальное, минимальное, дифференциальное и направленного действия. По назначению они подразделяются на реле управления, защиты, сигнальные, блокировочные и промежуточные. В зависимости от времени срабатывания различают реле мгновенного действия и с выдержкой времени. По роду коммутации на выходе реле подразделяются на обычные контактные и бесконтактные.

В автоматизированных электроприводах широко применяются электромагнитные реле управления и защиты. К ним относятся реле времени, промежуточные, минимального (реже максимального) напряжения и максимальные токовые.

Основными техническими данными, характеризующими электромагнитное реле, являются род тока, номинальное напряжение или ток, пределы регулирования уставки срабатывания, погрешность, коэффициент возврата, время срабатывания, контактная система и ее разрывная мощность, потребляемая мощность. Реле напряжения выпускаются на номинальные напряжения 12, 24, 48, 110 и 220 в постоянного тока и на 12, 36, 127, 380 и 500 в переменного тока. Токовые реле выпускают на различные номинальные токи катушек. Уставка реле — это его настройка на определенное значение величины срабатывания (например, тока срабатывания). Величина срабатывания реле может регулироваться в определенных пределах. Погрешность реле относится к величине срабатывания. *Отношение максимальной величины (например, тока), при которой реле возвращается в исходное положение, к минимальной величине срабатывания называется коэффициентом возврата.* Под временем срабатывания понимают время, отсчитываемое с момента, когда переменная достигает величины срабатывания, до полного срабатывания реле. Контактная система характеризуется числом замыкающих и размыкающих контактов и разрывной мощностью контакта, выражаемой в ваттах для цепей постоянного тока и в вольт-амперах для цепей переменного тока.

Контактор — электромагнитный механизм, предназначенный для частых включений и отключений преимущественно главных электрических цепей. Он является неотъемлемой частью многих современных автоматизированных электроприводов. По роду тока контакторы делятся на контакторы переменного и постоянного токов. По числу главных контактов — на одно-, двух-, трех- и многополюсные. По конструкции различают контакторы с поворотным якорем и с прямоходовым якорем. По способу гашения электрической дуги — контакторы с магнитным гашением дуги и с дугогасительной камерой.

Контакторы изготавливаются на различные коммутируемые номинальные токи главных контактов — от десятка до нескольких тысяч ампер. Они выпускаются на разные номинальные напряжения по стандартной шкале.

Автомат — электромеханический аппарат, автоматически отключающий силовые цепи от источника питания при появлении аварийных режимов в этих цепях. Он выполняет роль контактора и реле защиты. Обычные автоматы защищают оборудование от повреждений при коротких замыканиях (максимальная защита) и от недопустимых перегревов (тепловая защита). Специальные быстродействующие автоматы служат для защиты установок от коротких замыканий и обратных зажигания ионных вентилях. На практике применяются многообразные конструкции автоматов постоянного и переменного тока на различные напряжения и токи (от десятка до тысяч ампер).

Автомат нормального исполнения состоит из следующих основных узлов: электрических контактов, механической системы из рычагов, шарниров и защелок, включающего и отключающего электромагнитов, тепловых и максимальных реле, дугогасительного устройства.

§ 3. 4. Реле постоянного и переменного тока

Реле постоянного тока. Электромагнитные реле постоянного тока, обладая положительными свойствами, используются наиболее широко в качестве реле промежуточного, времени, максимального тока, минимального напряжения. В конструкции каждого из этих реле (рис. 3.3) имеются: электромагнит с втягивающей катушкой *K*, якорь *Я*, управляющий контактами *КН*, пружины *П*, немагнитные прокладки *Н* и другие детали. Реле срабатывает, притягивая к сердечнику якорь, замыкающий или размыкающий контакты при получении питания. Тяговое усилие, действующее на якорь, пропорционально квадрату магнитной индукции в воздушном зазоре или прямо пропорционально квадрату н. с. катушки и обратно пропорционально квадрату

длины воздушного зазора. При наличии насыщения (малый зазор, значительная н. с.) указанная зависимость нарушается. Приближенно имеем:

$$F = 0,5 (I\omega)^2 \frac{\mu_0 S}{\delta^2} = 0,5 \frac{B^2 S}{\mu_0}.$$

Для срабатывания тяговое усилие реле должно преодолеть натяжение пружины. Реле настраивается на заданное напряжение (тока) втягивания (уставка срабатывания). Регулирование величины напряжения срабатывания производится изменением натяжения приводной пружины и длины воздушного зазора.

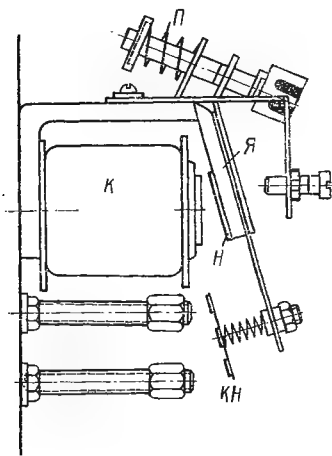


Рис. 3.3. Устройство электромагнитного реле

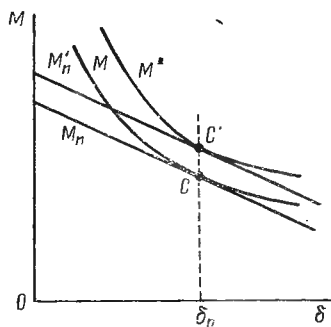


Рис. 3.4. Характеристики реле постоянного тока

Характеристики реле постоянного тока с поворотным якорем изображены на рис. 3.4, где M , M' — электромагнитный момент при разных токах (напряжениях), а M_{Π} , M'_{Π} — момент пружины для разных сжатий.

В рабочей области тяговое усилие реле должно превышать силу сопротивления пружины. В процессе наладки добиваются того, чтобы зазор был не больше δ_p ; требуемая уставка получается при натяжении пружины, отвечающей характеристике M_{Π} , проходящей через точку C . Если зазор отличается от величины δ_p , то уставка будет отклоняться от требуемого значения.

Собственное время срабатывания реле постоянного тока (без демпферов) обычно не выше 0,1 сек.

Электромагнитное реле времени. Для управления электроприводами используются электромагнитные, маятниковые, электронные и другие типы реле времени. Из них наи-

более распространены электромагнитные реле времени ввиду своей простоты и сравнительной надежности. Промышленность изготавливает серии таких реле. Выдержка времени реле в процессе отключения катушки от источника питания осуществляется двумя способами: если демпферы отсутствуют — замыканием катушки накоротко, а при наличии демпферов — простым размыканием ее. Второй способ позволяет получить большие выдержки времени, чем первый.

На рис. 3.5, а схематически показано устройство электромагнитного реле, выдержка времени которого создается при выключении катушки вследствие наличия демпфера Д. Последний представляет собой короткозамкнутый массивный контур, окружающий магнитопровод, медные либо алюминиевые гильзы или шайбы, охватывающие сердечники магнитной системы.

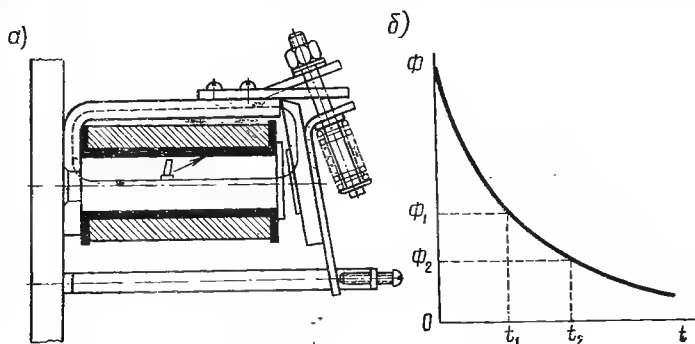


Рис. 3.5. Электромагнитное реле времени:

а) устройство; б) зависимость потока от времени при отключении реле

Индуктируемые в них вихревые токи замедляют изменение магнитного потока и задерживают отпадение якоря (рис. 3.5, б). Длительность выдержки времени определяется главным образом весом демпферов и магнитопровода, значением отключающего усилия или натяжения пружины и величиной остаточных немагнитных зазоров. Изменением толщины немагнитных прокладок достигается ступенчатое, а изменением натяжения пружины — более точное регулирование выдержки времени. Снижению натяжения пружины отвечает меньшее значение потока, при котором якорь отпадает, что увеличивает выдержку времени.

Следует отметить, что повышение температуры катушки и демпфера уменьшает выдержку времени реле. С увеличением длительности работы выдержка времени реле изменяется вследствие ослабления пружин и уменьшения толщины немагнитных прокладок. Поэтому приходится периодически проводить подрегулировку реле. Серийные электромагнитные реле време-

ни позволяют получить выдержку времени до 15 сек (например, реле РЭ-585). Совместно с твердыми выпрямителями реле может работать и от сети переменного тока. Реле четко срабатывают при напряжении, равном $0,75 U_n$. Погрешность реле (разброс времени) не более $\pm 10\%$ при температуре окружающей среды $+15 \div 25^\circ \text{C}$. В стандартном исполнении контактная система имеет два контакта: один нормально замкнутый и один — разомкнутый. Для получения более высоких выдержек времени (до десятков минут) применяются реле с часовым механизмом и двигательно-редукторное реле.

Промежуточное реле. Это реле применяется для размножения цепей управления в случае, когда основное реле не имеет необходимого числа контактов или потребной разрывной мощности контактов. Эти реле потребляют небольшую мощность и имеют большое количество контактов. Промежуточные реле выпускаются с параллельной катушкой на ряд номинальных напряжений и с последовательной катушкой на различные номинальные токи. Контактная система реле состоит из нескольких нормально замкнутых и разомкнутых контактов. Приведем для примера данные, относящиеся к промежуточному реле типа МКУ. Реле четко срабатывает при напряжении $0,85 U_n$. Потребляемая мощность реле постоянного тока около 3 вт, переменного тока — не более 5 ва. Собственное время срабатывания при нормальном напряжении менее 0,015 сек. Контактная система реле имеет до восьми контактов, разрывной мощностью до 50 вт в цепи постоянного тока и не более 500 ва — в цепи переменного тока. Реле выдерживает 1 млн. срабатываний.

Реле напряжения. Реле минимального напряжения и тока применяется для защиты от недопустимого снижения напряжения. Они изготавливаются на различные величины номинальных напряжений постоянного и переменного тока. Предусматриваются также разные пределы уставки реле. Максимальные токовые реле мгновенного действия предназначаются для защиты от токов короткого замыкания и чрезмерных перегрузок. Например, реле РЭ-570 выполняется на номинальные токи от 1,5 до 1200 а. Ток срабатывания регулируется в пределах $(0,75-2) I_n$. Коэффициент возврата равен 0,65.

Реле в цепях переменного тока. В приводах переменного тока применяется реле переменного тока; постоянного тока, включаемое через полупроводниковые выпрямители и тепловые.

Реле переменного тока. В конструктивном отношении такое реле отличается от реле постоянного тока размерами, шихтованной магнитной системой, наличием короткозамкнутого витка вокруг части сечения сердечника.

На рис. 3.6 приведено минимальное реле напряжения. Напряжение, при котором якорь отпадает и замыкаются контак-

ты, регулируется изменением натяжения пружины. Это напряжение обычно не должно превышать $0,8 U_n$.

Собственное время включения и отключения реле переменного тока мало и обычно меньше $0,05 \text{ сек.}$

Реле постоянного тока. Реле такого тока присоединяется к сети переменного тока через полупроводниковый выпрямитель. Существует ряд известных схем включения реле через выпрямители. При этом для разных способов включения напряжение и ток срабатывания оказываются неодинаковыми. Мостиковая схема включения с двухполупериодным выпрямлением дает значения напряжения и тока срабатывания более близкие случаю питания реле от сети постоянного тока.

Тепловые реле. Эти реле обычно применяются для защиты от длительной перегрузки асинхронных двигателей. Принцип работы реле основан на изгибе биметаллической пластины при ее нагревании в сторону той пластины, которая имеет меньший температурный коэффициент расширения. В настоящее время выпускаются тепловые реле серии ТРА, ТРВ и РТ.

Реле ТРА используется для защиты от перегрузки двигателей малой и средней мощности с тяжелыми условиями пуска, а реле ТРВ — для двигателей с легкими условиями пуска. Номинальные токи различных реле этой серии лежат в пределах от 7 до 200 а. Реле срабатывает при токе, равном $1,2 I_n$, за время до 12 мин в условиях температуры окружающей среды, не превышающей 20°С. Срабатывание реле зависит от кратности рабочего тока двигателя. Возврат реле в исходное положение после срабатывания происходит автоматически в течение $3\text{—}7 \text{ мин.}$ Контактная система реле состоит из одного замкнутого контакта, который может нормально размыкать цепь переменного тока до 10 а и цепь постоянного тока в 1 а при напряжении 220 в. Реле серии РТ строятся с нагревательными элементами в двух фазах для номинальных токов от $0,4$ до 220 а. Они срабатывают при токе, равном $1,2 I_n$, за время до 20 мин при температуре окружающей среды $+35^\circ \text{С.}$ Возврат реле в исходное положение неавтоматический, производится кнопкой через 2 мин после срабатывания.

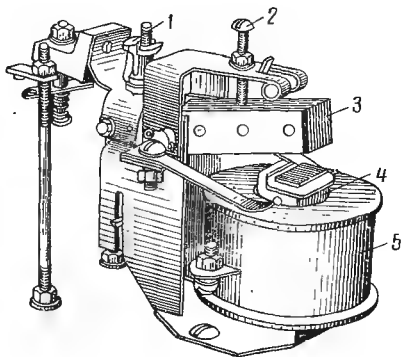


Рис. 3.6. Реле напряжения переменного тока:

- 1 — регулировочная гайка; 2 — упор;
3 — якорь; 4 — сердечник; 5 — втягивающая катушка

равный моменту отключающей пружины $M_{п1}$, к которому добавляется момент контактной пружины $M_{п2}$ после замыкания контактов (рис. 3.8). Вес подвижной части добавляется с тем или другим знаком в зависимости от конструкции контактора. В электромагнитах и реле с прямоходовым якорем вместо моментов используются соответствующими силами.

Уравнение движения якоря

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

где J — приведенный момент инерции подвижных частей;
 ω — угловая скорость движения якоря.

Важными величинами, от которых зависят свойства электромагнитного механизма, являются: значения динамического момента и хода якоря. Большие значения динамического момента усиливают удары контактов, их износ, вибрирование и подгорание, при этом собственное время включения снижается. Повышенное избыточное усилие при втянутом якоря снижает коэффициент возврата и увеличивает собственное время отключения.

С увеличением хода якоря возрастает раствор и провал контактов, увеличивается их срок службы и улучшаются условия гашения дуги.

Гашение дуги в контакторах разных типов осуществляется либо магнитным дутьем и охлаждением в узкой щели, либо деионными решетками. В контакторах постоянного тока применяется магнитное дутье. В результате взаимодействия с магнитным полем специальной токовой катушки дуга выталкивается в щель, где охлаждается и быстро гаснет.

Качество работы главных контактов имеет первостепенное значение. В системах с поворотным якорем процесс включения контактов сопровождается их скольжением и самоочищением от окислов. Нормальная работа медных контактов без этого невозможна.

Во время включения происходит вибрация контактов, образование дуги и ее размыкание, что при больших значениях пусковых токов может привести к значительному разрушению контактной поверхности. С этой точки зрения важно обеспечить необходимое начальное и конечное нажатия контактов.

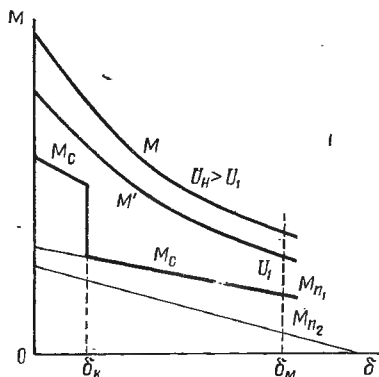


Рис. 3.8. Характеристики контактора постоянного тока

Напряжение срабатывания контакторов постоянного тока равно $0,85 U_n$.

Контакторы переменного тока. Разнообразие конструкций контакторов переменного тока определяется главным образом характеристиками установок и условиями работы. По характеру движения якоря различают аппараты с поворотным якорем и прямоходовые. По форме магнитной системы — П-образные и Ш-образные.

На рис. 3.9 показано устройство контактора с поворотным якорем. Своеобразие конструкции аппарата переменного тока

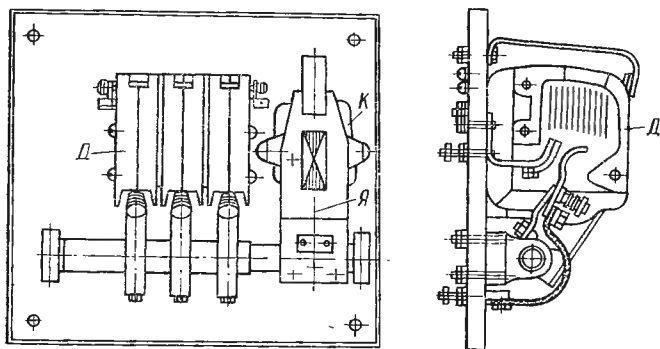


Рис. 3.9. Контактор переменного тока:

Д — дугогасительная камера; К — катушка; Я — якорь

(контактора, реле) по сравнению с аппаратом постоянного тока характеризуется следующими факторами. Катушка переменного тока создает пульсирующее магнитное поле. Поэтому магнитная система выполняется шихтованной, что снижает механическую износоустойчивость. Установившийся ток во втягивающей катушке изменяется от максимума в начале включения до минимума при притянutom якорь вследствие увеличения ее индуктивного сопротивления с уменьшением длины воздушного зазора между якорем и сердечником. Ток катушки в начале включения превышает номинальный ток в 10—15 раз. По этой причине возможно быстрое сгорание катушки, рассчитанной на номинальный ток, при застревании якоря в начале пуска; это ограничивает также допустимое число включений в час контактора. Сильное уменьшение тока катушки по мере уменьшения зазора ограничивает значения тягового усилия по сравнению с контактором постоянного тока, у которого установившийся ток не зависит от хода якоря. Поэтому для обеспечения нажатия главных контактов якорь располагается на большем плече от оси поворота. Это потребовало увеличения зазора между якорем и сердечником. Когда якорь притянут, потери в катушке

значительно меньше потерь в стали (преимущественно от вихревых токов). Для лучшего отвода тепла с сердечника окно катушки делается больше сечения сердечника. Катушка получается небольшой высоты, меньше ее внешнего диаметра.

Для снижения пульсаций тягового усилия и вибраций якоря предусматриваются короткозамкнутые витки, окружающие большую часть поперечного сечения сердечника. Добавочное магнитное поле витка, смещенное в пространстве относительно основного потока, снижает пульсацию результирующего потока и силы тяги.

Тяговые характеристики аппарата переменного тока в значительной мере зависят от конструкции магнитной системы.

В системе с прямоходовым якорем в отличие от системы с поворотным якорем процесс включения контактов не сопровождается их скольжением друг по другу и самоочищением от окислов. В связи с этим в таких контакторах применяются вместо медных металлокерамические контакты, характеризующиеся лучшими антикоррозийными свойствами и повышенными токами приваривания по сравнению с медью. Электрическая износоустойчивость (главных контактов) в значительной мере зависит от свойств коммутируемых цепей. Процесс включения асинхронного двигателя, например, много тяжелее для контактов, чем процесс отключения. Объясняется это тем, что при включении происходит некоторое время вибрация контактов, к концу которой переходной ток включения может достигнуть большой величины. Снижение вибрации контактов имеет важнейшее значение для уменьшения износа контактов и повышения их срока службы. В серии контактов КМ-2000 снижение вибрации достигнуто благодаря повышению давления на контакты и более легкому контактному мостику. Механическая износоустойчивость этой серии контакторов достигает 6 млн. циклов. Электрическая износоустойчивость 0,35 млн. циклов на переменном токе и 0,7 млн. циклов на постоянном токе. В серии контакторов переменного тока ВНИИЭМ уменьшение вибрации контактов достигнуто за счет малого раствора и незначительной скорости их движения в момент соприкосновения.

Собственное время срабатывания аппарата переменного тока невелико (0,06—0,1 сек) и примерно равно времени движения якоря, так как ток в катушке нарастает до установившегося значения очень быстро из-за небольшой индуктивности катушки (по сравнению с индуктивностью контактора постоянного тока).

Магнитные пускатели. Для управления асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором используются магнитные пускатели. Пускатель состоит из трехполюсного контактора переменного тока и теплового реле, смонтированных на одной

плите. Начальный установившийся ток катушки пускателя выше конечного в 10—15 раз, что может привести к перегреву катушки при застревании якоря вследствие повышенного трения якоря в направляющих деталях.

Пускатели имеют малое время включения. Выпускаются на различные номинальные токи.

§ 3. 6. Тормоза

с электромагнитным управлением

Аппарат для торможения механизма силами трения, растормаживаемый электромагнитом, является одним из основных узлов многих электроприводов. Эти устройства позволяют быстро, надежно и точно останавливать движущиеся механизмы и улучшать режим работы электропривода. Широко распространены колодочные и ленточные грузовые и пружинные тормоза. У них торможение создается силами трения между шкивом и колодками или лентами, а давление на шкив — грузами или спиральными пружинами. В качестве растормаживающих электромагнитов используются электромагниты постоянного, однофазного и трехфазного тока; втягивающие катушки могут быть параллельными и последовательными; режимы работы длительными и повторно-кратковременными.

Тормозные электромагниты постоянного тока. Электромагниты постоянного тока бывают короткоходовые и длинноходовые. Короткоходовые используются в пружинных, а длинноходовые — в грузовых тормозах.

Короткоходовые электромагниты выполняются с плоским концом якоря на большие тяговые усилия для тормозов с большими тормозными моментами. При коротком ходе якоря отход тормозных колодок или лент от шкива также мал. С этим связана необходимость более точной и частой их центровки, а также корректировки сжатия пружин.

Тяговые характеристики этих электромагнитов примерно такие же, как и контакторов постоянного тока (близкие к квадратичной гиперболе при неучете насыщения). Тяговое усилие с уменьшением зазора от максимума до минимума возрастает в 4—8 раз.

Длинноходовые электромагниты постоянного тока, применяемые в грузовых тормозах, имеют конический якорь. Тяговые характеристики электромагнитов с коническим якорем сильно отличаются от предыдущих (рис. 3.10, а).

Электромагниты переменного тока. Используются в грузовых электромагнитах. По ряду показателей подобны контакторам переменного тока. У них начальный ток втягивания превосходит конечный ток удерживания в 10—15 раз. Их износоус-

тойчивость значительно меньшая, чем электромагнитов постоянного тока, достигает 5 млн. циклов. Примерные характеристики однофазного тормозного электромагнита приведены на

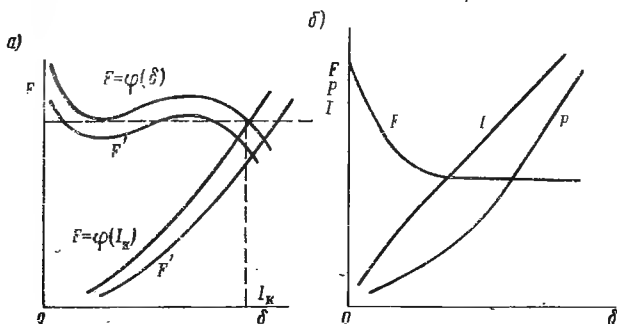


Рис. 3.10. Характеристики тормозных электромагнитов:

а) постоянного тока с коническим якорем; б) однофазного

рис. 3.10, б. На первой половине хода якоря тяговое усилие почти постоянно, затем оно резко возрастает до 1,5—3-кратного значения в конце хода якоря. Ток катушки изменяется примерно пропорционально длине зазора, а ее мощность — в степени $2 > \alpha > 1$.

§ 3. 7. Электрические сопротивления

Применяемые в электроприводах различные сопротивления и реостаты в зависимости от назначения подразделяются на пусковые, тормозные, регулирующие, защитные и балластные. По роду тока они делятся на сопротивления для двигателей переменного тока и сопротивления для двигателей постоянного тока. По числу фаз — на сопротивления для однофазных и трехфазных цепей. По способу охлаждения — на воздушные, масляные, водяные. Сопротивления обычно располагаются в стандартных ящиках. Они изготавливаются в большинстве случаев из литых чугуновых или ленточных константовых и фехралевых материалов. Основными факторами, характеризующими сопротивление или реостат, являются объемная мощность, величина сопротивления и предельный ток. Объемная мощность — суммарная максимальная мощность всех ступеней сопротивления. По значению этой мощности можно судить о возможности использования имеющегося сопротивления для заданных условий работы с точки зрения допустимого нагрева. Величина сопротивления реостата определяет его пригодность

для выполнения требуемой задачи в процессе управления приводом. Предельному току, длительно протекающему через сопротивление, соответствует установившаяся температура нагрева. Сопротивления подбираются на основе допустимой для них тепловой нагрузки и исходя из требований наименьших затрат материалов, веса и габаритов.

§ 3. 8. Применение бесконтактной аппаратуры управления

Одним из важнейших направлений развития автоматизации производства и, в частности, электроприводов является разработка и внедрение в увеличивающихся масштабах бесконтактных средств управления. Это относится к большинству видов аппаратуры: командным и другим входным устройствам, логическим элементам, выполняющим соответствующие функции реле, усилителям и преобразователям, устройствам обратной связи и выходным звеньям управления. Аналогичная тенденция развития охватывает также область электрических микромашин, используемых в качестве средств управления. Электрические машины без коллектора и скользящих контактов преимущественно применяются в автоматизированных системах. Особенно важное практическое значение имеют бесконтактные элементы с большим числом срабатываний.

Бесконтактные элементы автоматизации выполняются главным образом в виде магнитных и полупроводниковых устройств. Основные преимущества бесконтактной аппаратуры перед контактной — большой, практически неограниченный срок службы, отсутствие необходимости ухода за ними и наладки, безотказная надежная работа, высокое быстродействие, возможность работы в условиях агрессивных и взрывоопасных сред. Из этого не следует, что контактные аппараты уже потеряли практическое значение. Прежде всего потому, что ряд аппаратов таких, например, как силовые выключатели разных типов, не имеют пока эквивалентных им бесконтактных устройств. Кроме того, во многих промышленных приводах контактная аппаратура, отвечая предъявляемым технологическим требованиям, обходится значительно дешевле бесконтактных устройств. Целесообразные области применения бесконтактных элементов весьма разнообразны и определяются их сравнительными технико-экономическими показателями. В первую очередь эти аппараты имеют существенное значение там, где требуется: производить большое число очень частых переключений в цепях управления, полное отсутствие отказов в работе в условиях, не позволяющих производить наладку и регулировку приборов, наличие агрессивной и взрывоопасной сред.

§ 3. 9. Бесконтактные командоаппараты

Звенья систем управления — датчики, конечные и путевые выключатели без подвижных контактов — выполняются на магнитных и полупроводниковых элементах. В качестве примеров рассмотрим индуктивный датчик-выключатель и сельсинный командоаппарат.

Индуктивный выключатель-датчик. Выключатели-датчики работают в качестве путевых и конечных выключателей, посылающих электрические сигналы на вход схемы управления при заданных положениях механизма. Эти сигналы преобразуются логическими элементами (реле) в команды исполнительным органам. На практике весьма распространены, простые по конструкции и надежные в работе, электромагнитные (индуктивные) выключатели-датчики с различными формой магнитопровода и схемой включения. Эти датчики имеют сравнительно большую выходную мощность, чем датчики других типов. На рис. 3.11, а приведена мостовая схема индуктивного датчика

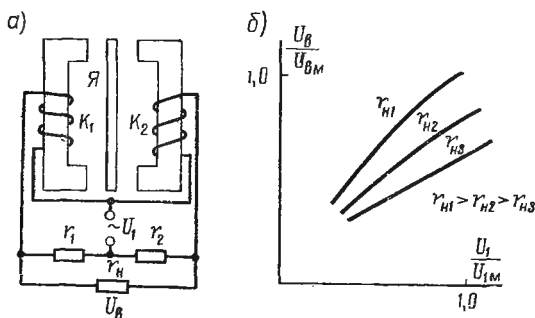


Рис. 3.11. Индуктивный датчик-выключатель:

а) мостовая схема; б) характеристики

с П-образной магнитной системой. Действие датчика основано на изменении индуктивности его катушки при изменении воздушного зазора между сердечником и якорем, передвигаемым движущимся механизмом.

Индуктивность катушки

$$L = \omega^2 G_m = \omega^2 (G_{м\delta} + G_p). \quad (3.1)$$

где $G_{м\delta} = \frac{1}{R_{м.с} + R_\delta}$ — магнитная проводимость стали и воздушного зазора;

$R_{мс}$ и R_{δ} — магнитные сопротивления тех же участков;

G_p — магнитная проводимость путей потока рассеяния.

Перемещение якоря $Я$ увеличивает индуктивность той катушки, в которой зазор уменьшается и снижает ее в противоположной цепи, где зазор возрастает. Включенные в плечи мостовой схемы индуктивности вызывают разбаланс моста и сигнал в виде нагрузочного тока и напряжения U_v .

Зависимость выходного напряжения датчика от напряжения питания в относительных единицах, когда якорь находится в одном из крайних положений, изображена на рис. 3.11, б. С увеличением напряжения питания выходное напряжение почти пропорционально возрастает, в области же насыщения оно изменяется незначительно. Датчик этого типа имеет малые габариты и достаточную выходную мощность для срабатывания логического элемента. Прибор надежен в работе, но нуждается в наладке при монтаже.

Бесконтактный сельсинный командоаппарат. Сельсинные командоаппараты с выходом на постоянном токе предназначаются для управления

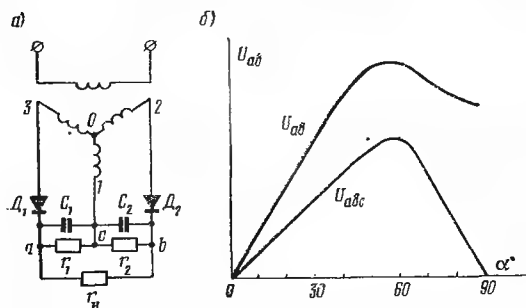


Рис. 3.12. Бесконтактный сельсинный командоаппарат:

а) схема; б) напряжения в функции угла поворота

(например, обмотка управления МУ), третья обмотка присоединена к средней точке сопротивлений r_1 и r_2 , зашунтированных конденсаторами C_1 и C_2 для снижения пульсаций выходного напряжения.

Установим, как зависит выходное напряжение U_{ab} от угла поворота ротора сельсина в предположении, что нагрузка и конденсаторы отключены, прямое сопротивление и обратная проводимость клапанов, а также падение напряжения во вторичной обмотке и ее реакция равны нулю.

ются для управления реверсивными электроприводами аналогичного рода тока. Основной частью аппарата является сельсин, схема которого показана на рис. 3.12. Однофазная первичная обмотка питается от сети переменного тока, к двум вторичным обмоткам через диоды D_1 и D_2 подключена нагрузка r_n

Мгновенные фазные напряжения вторичной обмотки сельсина:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_m \cos \alpha \sin \omega t, \\ u_2 &= U_m \cos (\alpha + 120^\circ) \sin \omega t, \\ u_3 &= U_m \cos (\alpha - 120^\circ) \sin \omega t, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

где $U_m = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n$ — амплитуда напряжения фазы при совпадении ее оси с осью первичной обмотки.
 U_n — действующее линейное напряжение трехфазной обмотки;

α — угол поворота ротора сельсина.

Линейное выходное напряжение при отсутствии вентилей

$$u_{ab} = u_{bc} - u_{ac} = u_b - u_c. \quad (3.3)$$

Если имеются вентили, то напряжения u_2 и u_3 возникают в цепи нагрузки при таких углах α и ωt , когда они положительны и по величине больше u_1 или отрицательны, но меньше положительного значения u_1 . Напряжение u_2 будет в цепи нагрузки лишь при $0 < \alpha < 150^\circ$ и $\pi < \omega t < 2\pi$. Напряжение u_2 возникает во внешней цепи, когда $30^\circ < \alpha < 60^\circ$ и $\pi < \omega t < 2\pi$; в этот полупериод, если $30^\circ < \alpha < 60^\circ$, ток протекает во внешнюю цепь; то же при $60^\circ < \alpha < 120^\circ$ и $0 < \omega t < \pi$.

Среднее значение выходного напряжения при $\alpha = 0 - 60^\circ$

$$U_{ab_c} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (u_2 - u_3) d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi \sqrt{3}} \sin \alpha. \quad (3.4)$$

В случае $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ ток во внешней цепи протекает оба полупериода и напряжение

$$U_{ab_c} = \frac{3U_m}{\pi} \cos \alpha. \quad (3.5)$$

Действующее значение напряжения при $0 < \alpha < 60^\circ$

$$U_{ab} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \sin \alpha, \quad (3.6)$$

при $60^\circ < \alpha < 90^\circ$

$$U_{ab} = \frac{U_m}{2\sqrt{2}} \sqrt{6 + 3 \cos 2\alpha}. \quad (3.7)$$

Среднее и действующее выходные напряжения в функции угла поворота ротора сельсина, соответствующие формулам (3.4) и (3.7), приведены на рис. 3.12, б. Полярность выпрямленного напряжения изменяется на противоположную, если ротор поворачивается в обратную сторону (α — отрицательно).

Устройство для увеличения мощности входного сигнала без его значительного искажения за счет независимого источника энергии представляет собой усилитель. Потребность в усилителях обуславливается весьма малой мощностью сигналов, получаемых от измерительных и других приборов, недостаточной для приведения в действие исполнительного двигателя или механизма. Они весьма широко используются как: а) измерительные усилители, приводящие в действие различные системы приборов; б) измерительные трансформаторы постоянного тока; в) операционные усилители постоянного тока вычислительных устройств непрерывного действия; г) усилители многообразных систем автоматического управления и регулирования.

Основными типами электрических усилителей являются: полупроводниковые, электронные, ионные, магнитные и электромашинные. Первые четыре типа в отличие от последнего не содержат подвижных частей. Для различных типов усилителей существует определенный диапазон выходных мощностей, где возможно в настоящее время их практическое применение.

В ряде автоматизированных устройств используются не один, а комбинация нескольких типов усилителей, взаимно дополняющих друг друга и позволяющих целесообразно использовать достоинства каждого из них.

Полупроводниковые усилители разделяются на две группы: кристаллические триоды-транзисторы и управляемые кремниевые вентили-тиристоры. Полупроводниковые усилители отличаются высокой механической прочностью, большим сроком службы, малыми габаритами и повышенным к. п. д. по сравнению с электронными и ионными приборами. Кроме того, транзисторы уступают пока электронным усилителям в отношении коэффициента усиления, уровня шумов, величин посторонних сигналов при нулевом входном сигнале (дрейф нуля) и погрешностей.

В настоящее время транзисторные усилители имеют коэффициент усиления мощности не выше тысячи, максимальное значение тока до 25 а, напряжение питания до 100 в и мощность, не превышающую 2,5 квт. Повышение коэффициента усиления достигается многокаскадным включением триодов. Транзисторы применяются для управления двигателями постоянного и переменного тока малой мощности.

Тиристоры по основным показателям более перспективны ионных усилителей, хотя в настоящее время уступают им в стабильности характеристик при изменении температуры и стоимости.

В развитии мощных регулируемых приводов тиристорам принадлежит большая роль. Применение полупроводниковых уси-

лителей расширяется по мере улучшения их технико-экономических показателей.

Для электронных усилителей верхней рациональной границей мощности является величина порядка 100 *вт*. В развитии систем автоматики и измерительных устройств большая роль принадлежит электронной технике и в частности электронным усилителям. Большим достоинством электронных усилителей является то, что они действуют практически безынерционно. При использовании этих усилителей необходимо учитывать ограниченный срок службы и чувствительность к ударам и вибрациям электронных ламп. Поэтому в целях повышения надежности и долговечности систем автоматики там, где это возможно, избегают применения электронных ламп. Однако в современной технике имеются такие автоматические устройства, в которых использование электронных ламп необходимо. К ним относятся системы регулирования, требующие весьма высокого быстродействия, большой точности и т. д.

Ионные усилители — тиратроны, игнитроны и управляемые ртутные выпрямители — характеризуются во много раз большими величинами мощностей, чем электронные усилители. В тиратронных усилителях верхняя граница мощности достигает примерно 10 *квт*.

В более крупных регулируемых установках с выходной мощностью в несколько десятков киловатт применяются управляемые ртутные выпрямители. Нормальная работа этих усилителей обеспечивается надлежащим уходом за ними в процессе эксплуатации.

Магнитные усилители по сроку службы и надежности значительно превосходят электронные усилители, уступая им в скорости протекания процессов и количестве ошибок. Выходная мощность магнитных усилителей доходит до десятков киловатт.

Несмотря на быстрое развитие ионных и полупроводниковых управляемых преобразователей тока, а также силовых магнитных усилителей, электромашинные усилители с поперечным полем весьма распространены и широко применяются в автоматизированном электроприводе.

§ 3. 11. Электромашинные усилители

Электромашинный усилитель (ЭМУ) представляет собой специальную управляемую машину постоянного тока с большим коэффициентом усиления мощности. ЭМУ находят разнообразное применение в установках с управляемыми электрическими машинами: автоматизированных электроприводах, следящих системах, регулируемых генераторах переменного и постоянного

токов. Существующие ЭМУ могут быть подразделены на два основных типа: 1) с продольным полем (с независимым возбуждением, с самовозбуждением и др.); 2) с поперечным полем. На практике преимущественно используются ЭМУ с поперечным полем, как более совершенные.

ЭМУ работает в режиме генератора и устанавливается на одном валу с приводным, обычно асинхронным, электродвигателем.

Конструктивная и электрическая схемы ЭМУ показаны на рис. 3.13.

Машина имеет обычно два неявно выраженных полюса. Магнитная система шихтуется из тонких листов стали. В пазах статора располагаются следующие обмотки: управляющие $У$, компенсационная $К$ и добавочных полюсов $Д$, оси которых

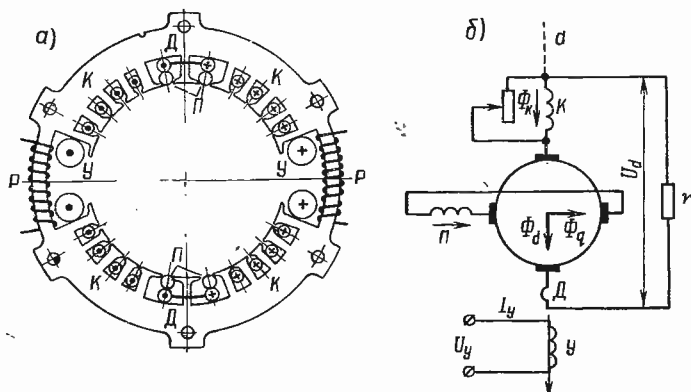


Рис. 3.13. Электромашинный усилитель:

а) статор; б) схема

совпадают с осью главных полюсов, а также поперечная подмагничивающая обмотка $П$, ось которой смещена на 90° относительно первой. По конструкции якорь усилителя подобен якору обычной машины постоянного тока, но его электромагнитная система существенно отличается вследствие наличия двух комплектов щеток: продольных и замкнутых накоротко поперечных. Обмотки управления создают неподвижный магнитный поток по продольной оси

$$\Phi_d = \lambda_d F_y, \quad (3.8)$$

здесь $F_y = I_y w_y$;

λ_d — магнитная проводимость по продольной оси.

В обмотке вращающегося якоря индуцируется э. д. с., максимальное значение которой на поперечных щетках.

$$E_q = c_e n \Phi_d. \quad (3.9)$$

В цепях якоря через замкнутые накоротко щетки протекает ток

$$I_q = \frac{E_q}{r_q}, \quad (3.10)$$

где r_q — сопротивление поперечной цепи якоря, включая щеточные контакты.

Этот ток создает поперечный неподвижный магнитный поток

$$\Phi_q = \lambda_q F_{aq}, \quad (3.11)$$

где λ_q — магнитная проводимость по поперечной оси;
 $F_{aq} = k_q N I_q$ — намагничивающая сила якоря по поперечной оси.

Э. д. с., наводимая в обмотке якоря, пересекающего этот поток, имеет максимальную величину на продольных щетках

$$E_d = c_e n \Phi_q. \quad (3.12)$$

В цепи продольных щеток, замкнутых на нагрузку, протекает ток

$$I_d = \frac{E_d}{r_d + r_n}, \quad (3.13)$$

здесь $r_d = (r_{я} + r_{к} + r_{д})$ — сопротивление продольной цепи якоря, компенсационной обмотки и дополнительных полюсов.

Напряжение на продольных щетках

$$U_d = E_d - I_d r_d. \quad (3.14)$$

Ток нагрузки образует продольный магнитный поток якоря Φ_{ad} , способный подавить обратный ему по направлению поток обмоток управления. Для устранения встречного продольного потока якоря предусмотрена компенсационная обмотка K , включенная последовательно с ним. Намагничивающая сила этой обмотки может регулироваться изменением параллельно присоединенного к ней сопротивления. Добавочные полюса по продольной оси служат для улучшения коммутации в секциях, закорачиваемых продольными щетками. Подмагничивающая поперечная обмотка Π , поток которой направлен согласно с основным поперечным потоком, позволяет снизить ток по этой оси и ослабить чувствительность выходного напряжения к изменениям сопротивления щеточных контактов.

ЭМУ имеет две ступени усиления: первая $I_y \rightarrow \Phi_d \rightarrow E_q \rightarrow I_q$, вторая $\Phi_q \rightarrow E_d \rightarrow I_d \rightarrow U_d$. Общий коэффициент усиления мощности равен произведению его составляющих:

$$k_p = \frac{U_d I_d}{U_y I_y} = \frac{E_q I_q}{U_y I_y} \frac{U_d I_d}{E_q I_q} = k_1 k_2. \quad (3.15)$$

В установившемся режиме свойства ЭМУ описываются его основными статическими характеристиками. К их числу относятся характеристика холостого хода, внешние характеристики и коэффициент усиления мощности. Характеристика холостого хода усилителя показана на рис. 3.14, а.

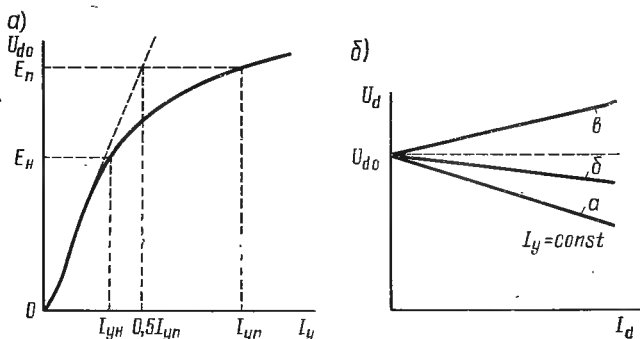


Рис. 3.14. Характеристики электромашинного усилителя:
а) холостого хода; б) внешние

Влияние гистерезиса на выходное напряжение должно быть весьма малым. Наличие остаточной магнитной индукции вызывает остаточное напряжение при нулевом токе управления, которое может привести в ложное вращение исполнительный двигатель следящей системы. Явление гистерезиса и вызываемые им отрицательные последствия практически ослабляются применением статора шихтованной конструкции. Остаточное выходное напряжение равно около 5% от номинального напряжения. Более сильным средством, ослабляющим гистерезис и остаточное напряжение, является размагничивание ярма статора переменным током с помощью обмотки, размещенной на ярме между полюсами.

В режиме холостого хода в усилителе действуют следующие размагничивающие факторы: продольная н. с. коммутируемых секций, закорачиваемых накоротко поперечными щетками $F_{кп}$, продольная составляющая н. с. якоря при сдвиге поперечных щеток $F_{щ}$, размагничивающая или намагничивающая в зави-

симости от направления смещения щеток. Результирующая н. с. в режиме холостого хода

$$F_{d_0} = F_y - (F_{кп} + F_{щ}). \quad (3.16)$$

Величина этой суммарной н. с. определяет значение э. д. с. холостого хода. В нормальных условиях ЭМУ ненасыщен, точка его номинального напряжения находится на конце прямолинейного участка характеристики холостого хода. В условиях же форсировки возбуждения, иногда осуществляемого для ускорения протекания процессов, ЭМУ работает в области магнитного насыщения (см. рис. 3.14, а). Внешние характеристики ЭМУ $U_d = \varphi(I_d)$ при неизменном токе управления и скорости вращения приведены на рис. 3.14, б. Выходное напряжение выражается уравнением (3.14). В общем случае магнитный поток и э. д. с. E_d при нагрузке отличаются от их значений при холостом ходе вследствие неравенства продольной н. с. реакции якоря и встречной н. с. компенсационной обмотки F_{ad} , F_k . Результирующая н. с. при нагрузке по продольной оси

$$F_d = F_{d_0} - F_{ad} + F_k. \quad (3.17)$$

Здесь возможны три характерных случая: а) недокомпенсация $F_k < F_{ad}$; б) полная компенсация $F_k = F_{ad}$; в) перекомпенсация $F_k > F_{ad}$. Этим случаям соответствуют зависимости а, б и в на рис. 3.14, б.

Таким образом, жесткость внешней характеристики зависит от степени компенсации. Она может регулироваться посредством изменения сопротивления, включенного параллельно компенсационной обмотке.

На практике ЭМУ работает обычно в условиях малой недокомпенсации ($F_k < F_{ad}$), при которой выходное напряжение несколько снижается с возрастанием нагрузки. Перекомпенсация усилителя может вызвать самовозбуждение, нарушающее его нормальную работу.

Важнейшим показателем ЭМУ является его коэффициент усиления. Без учета падения напряжения

$$k_p \approx \frac{E_d I_d}{I_y r_y}. \quad (3.18)$$

Подставляя (3.8) ÷ (3.13) в (3.18), получим:

$$k_p \approx \frac{c_1^2 k_q \lambda_q \lambda_d \omega_y N^3 n^2 I_d}{r_q r_y I_y}. \quad (3.19)$$

Для заданных величин параметров коэффициент усиления пропорционален произведению квадрата скорости вращения якоря на отношение токов на выходе и входе. Формулу (3.19) можно представить в другом виде, если ввести новые параметры:

$T_y = \frac{L_y}{r_y}$ — постоянную времени цепи управления, $L_y \equiv \lambda_d \omega_j^2$;

$T_q = \frac{L_q}{r_q}$ — постоянную времени поперечной цепи, $L_q \equiv \lambda_q N^2$:

$$k_p \cong kn^2 T_y T_q \frac{F_{ad}}{F_y}. \quad (3.20)$$

Здесь $F_{ad} = k_d N I_d$, $F_y = \omega_y I_y$ и k — постоянная величина.

Наличие максимально возможного усиления является одним из главных требований, предъявляемых к ЭМУ. Как показывает формула (3.20), увеличение усиления достигается:

а) повышением номинальной скорости вращения якоря до определенной величины, в основном ограничиваемой условиями коммутации; в ряде случаев она достигает 8000 об/мин;

б) увеличением отношения продольной н. с. якоря к н. с. обмотки управления; уменьшение н. с. управляющей обмотки получают за счет выбора небольшой величины воздушного зазора между якорем и полюсами, а также небольшой магнитной индукции, исключающей магнитное насыщение; недокомпенсация снижает коэффициент усиления;

в) повышением произведения постоянных времени обмотки управления и поперечной короткозамкнутой цепи. Однако это противоречит выполнению другого основного требования, предъявляемого к усилителю, — его достаточного быстродействия в переходных режимах, которые тем выше, чем меньше постоянные времени цепей.

Для обеспечения необходимого быстродействия постоянные времени цепей должны быть возможно меньшими. При выборе параметров усилителя приходится учитывать их противоположное влияние на коэффициент усиления и быстродействие. Коэффициент усиления по мощности ЭМУ лежит в пределах $k_p = (1-4) \cdot 10^4$. В мощных усилителях усиление достигает 10^5 . Постоянная времени управляющей обмотки маломощных усилителей $T_y = (0,02-0,1)$ сек и поперечной цепи $T_q = (0,03-0,15)$ сек. Качество усилителя обычно оценивается так называемой добротностью, равной отношению коэффициента усиления и постоянной времени той или иной цепи:

$$k_d = \frac{k_p}{T}.$$

Чем выше добротность, тем лучше усилитель.

§ 3. 12. Магнитные усилители

Магнитный усилитель представляет собой статическое устройство с большим коэффициентом усиления, в котором управление выходной мощностью осуществляется изменением магнитного потока. Магнитные усилители успешно используются

в измерительной технике, следящих системах, в регулируемых приводах переменного и постоянного тока в качестве преобразователей, бесконтактных элементов управления и т. д.

В общем случае магнитный усилитель содержит дроссели насыщения, выпрямители, сопротивления, трансформаторы. Его основной частью является дроссель насыщения, подмагничиваемый управляемым постоянным током. Имеются различные конструкции магнитной системы и способы соединения обмоток усилителей. На рис. 3.15, а приведено одно из наиболее распространенных устройств с трехстержневой магнитной системой.

Рабочие обмотки переменного тока размещены на крайних стержнях встречно так, что их магнитные потоки в среднем стержне направлены в разные стороны. Таким образом, э. д. с. индуктируемые в обмотках управления при протекании переменного тока в рабочих обмотках, равны между собой по величине и противоположны по фазе, поэтому их действие не проявляется. Нагрузка включена последовательно с рабочими обмотками.

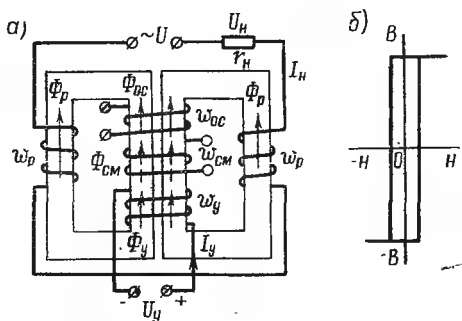


Рис. 3.15. Магнитный усилитель:

а) схема; б) петля гистерезиса

Для получения оптимальных характеристик используются магнитные материалы (железо-никелевые сплавы) с малыми потерями на гистерезис и вихревые токи с высоким значением индукции насыщения и с почти прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 3.15, б).

Сердечники выполняются с минимальным воздушным зазором из тонких пластин или лент (0,025 ÷ 0,01 мм). Шихтованным сердечникам предпочитают сердечники, намотанные из ленты с ориентированной структурой, а также сердечники из неразрезных пластин.

Действующее значение тока в цепи нагрузки, присоединенной к источнику с напряжением U ,

$$I_n = \frac{U}{\sqrt{(\omega L)^2 + (r_n + r)^2}}, \quad (3.21)$$

где r и L — активное сопротивление и индуктивность рабочих обмоток магнитного усилителя;

r_n — сопротивление нагрузки;

ω — угловая частота переменного тока.

Из (3.21) следует, что при неизменной частоте переменного тока и постоянных r_n и r действующее значение тока I можно регулировать, изменяя величину индуктивности L рабочих обмоток МУ, которая выражается

$$L = \frac{\mu w^2 S}{l}, \quad (3.22)$$

где w — число витков обмотки переменного тока, расположенной на сердечнике с поперечным сечением S и средней длиной магнитной линии l ;

μ — магнитная проницаемость материала сердечника.

Изменение тока управления магнитного усилителя вызывает изменение магнитной проницаемости, а следовательно, индуктивности и тока в цепи нагрузки. Зависимость между упомянутыми величинами можно установить по характеристикам одновременного намагничивания сердечника переменным и постоянным токами, показанными на рис. 3.16, а.

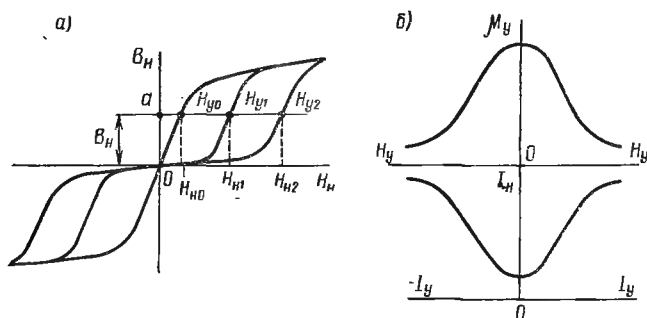


Рис. 3.16. Характеристики магнитного усилителя:

а) кривые намагничивания переменными и постоянными полями; б) магнитная проницаемость в функции поля управления, ток нагрузки в функции тока управления

Эти кривые представляют собой зависимости переменной составляющей магнитной индукции в сердечнике B_n от аналогичной составляющей напряженности магнитного поля H_n при различных неизменных значениях напряженности H_y , создаваемой током управления. При некоторой начальной индукции в сердечнике B_{n0} магнитная проницаемость для переменного поля

$$\mu = \frac{B_{n0}}{H_y}.$$

С увеличением тока управления, а следовательно, и напряженности H_y магнитная проницаемость и пропорциональная ей индуктивность снижаются, а ток в цепи нагрузки возрастает

(рис. 3.16, б). Кривая $I_n = \varphi(I_y)$ симметрична относительно оси ординат, ток нагрузки не зависит от знака тока управления. Такой усилитель, не различающий направления тока подмагничивания, называется неполяризованным. Чувствительность усилителя к знаку тока управления может быть достигнута введением дополнительной однонаправленной подмагничивающей н. с. называемой н. с. смещения (рис. 3.17, а). Увеличение тока управления положительного знака вызывает в этом случае усиление результирующего потока подмагничивания и тока в цепи

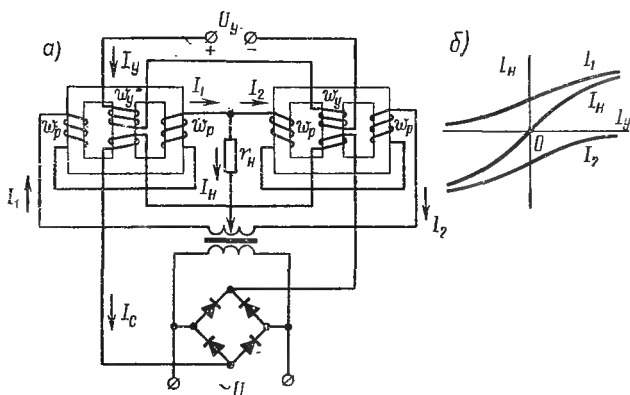


Рис. 3.17. Дифференциальный магнитный реверсивный усилитель

нагрузки и наоборот. В отличие от предыдущей характеристика уже несимметрична относительно оси ординат (кривая I_1 на рис. 3.17, б).

Усилители такого типа, реагирующие на изменение знака тока управления, называются поляризованными. Заметим, что здесь направление тока нагрузки сохраняется одинаковым независимо от знака тока управления. Такие усилители называются одноктактными. Для следящих систем требуются усилители с характеристикой другого вида. Направление (полярность) нагрузочного тока должно зависеть от знака тока управления. При этом характеристика имеет свойства нечетной функции (см. рис. 3.17, б)

$$+I_n(+I_y) = -I_n(-I_y).$$

Усилитель с такой характеристикой называется реверсивным (или двухтактным) и может быть получен из двух простых идентичных усилителей, соединенных по двухтактной мостовой

или дифференциальной схеме. Соединения реверсивного усилителя, выполненного по дифференциальной схеме, показаны на рис. 3.17, а.

В цепи нагрузки, включенной между средними точками рабочих обмоток w_p и вторичной обмоткой трансформатора, протекает ток

$$I_H = I_1 - I_2.$$

Ток нагрузки равен нулю при $I_y = 0$. Обмотки управления усилителей соединены встречно-последовательно. На средних стержнях имеются также обмотки смещения, соединенные согласно-последовательно. При таком способе соединения обмоток управления и смещения каждый усилитель в отдельности имеет поляризованную характеристику (см. рис. 3.17, б). Если положительный ток управления возрастает, результирующий подмагничивающий поток первого усилителя растет, а второго уменьшается. Соответственно этому увеличивается ток I_1 первого усилителя и уменьшается ток I_2 второго усилителя.

Коэффициент усиления мощности простых усилителей (без обратных связей) сравнительно мал — не превышает 100:

$$k_p = \frac{\Delta P_H}{\Delta P_y} = \frac{\Delta I_H^2 r_H}{\Delta I_y^2 r_y} = k_i^2 \frac{r_H}{r_y}. \quad (3.23)$$

Высокое значение коэффициента усиления достигается введением положительной обратной связи. Эта связь позволяет уменьшить н. с. обмотки управления при заданном значении н. с. обмотки переменного тока. Мерой обратной связи служит отношение

$$k_{o.c} = \frac{\Delta I_{o.c} w_{o.c}}{\Delta I_H w_H}. \quad (3.24)$$

Для идеализированного усилителя результирующая н. с. цепей подмагничивания

$$I_y w_y \pm I_H w_{o.c} = I_H w_H.$$

Коэффициент усиления по току

$$k_i = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_y} = \frac{w_y}{w_H} \cdot \frac{1}{1 \pm \frac{w_{o.c}}{w_H}}. \quad (3.25)$$

Коэффициент усиления по току изменяется в $\frac{1}{1 \pm \frac{w_{o.c}}{w_H}}$ раз.

Подставляя (3.25) в (3.23), для коэффициента мощности при наличии обратной связи имеем:

$$k_{po.c} = k_p \frac{1}{\left(1 \pm \frac{w_{o.c}}{w_H}\right)^2}. \quad (3.26)$$

Знак «—» относится к положительной, а «+» — к отрицательной обратной связи. k_p — коэффициент усиления при отсутствии обратной связи. Формула (3.26) показывает, что знаки обратной связи действуют на величину коэффициента усиления в противоположных направлениях. Следует отметить, что отрицательная обратная связь, уменьшая коэффициент усиления, вместе с тем улучшает динамические свойства усилителя.

Имеется два вида обратной связи: внешняя и внутренняя. Если через дополнительную обмотку на среднем стержне пропускается выпрямленный ток, пропорциональный нагрузочному, то получится внешняя обратная связь. Во многих магнитных усилителях полупроводниковые выпрямители являются их неотъемлемой частью. Они применяются с целью: а) получения на выходе усилителя постоянного тока, в этом случае усилитель по существу является трансформатором постоянного тока;

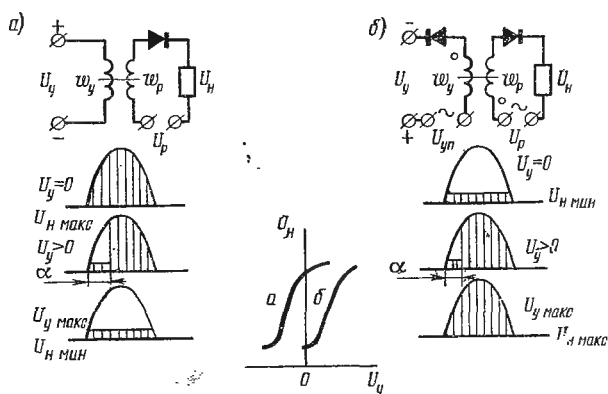


Рис. 3.18. Схемы однополупериодных усилителей:
а) с внутренней обратной связью; б) быстродействующего

б) создания постоянного смещающего подмагничивания в поляризованных усилителях; в) создания выпрямленной составляющей тока, пропорциональной току нагрузки в усилителях с обратной связью.

Внутренняя положительная обратная связь создается выпрямленным током рабочей обмотки, в которую с этой целью включается два вентиля в двухполупериодной схеме и один — при однополупериодном выпрямлении (рис. 3.18). Если управляющее напряжение равно нулю, сердечник насыщается выпрямленным пульсирующим током рабочей обмотки, и напряжение на нагрузке максимально (рис. 3.18, а). С увеличением управляющего напряжения U_y и тока, действующего навстречу рабочему, угол α , при котором наступает насыщение, растет и выходное напряжение снижается и при некотором предельном

токе управления достигает минимума. Внутренняя обратная связь в усилителях выгоднее, чем внешняя, поскольку позволяет получить более высокие значения коэффициента усиления и к. п. д.

С помощью диодов, включаемых в цепи управляющей и рабочей обмоток, выполняются быстродействующие усилители (рис. 3.18, б). К цепи обмотки управления подводятся напряжения питания $U_{y.н}$ и управляющее U_y ; в рабочей обмотке действует напряжение питания U_p . Важно отметить, что намагничивающие силы управляющей и рабочей обмоток и соответствующие им составляющие магнитного потока действуют в противоположных направлениях.

В случае $U_y = 0$ (цепь управления замкнута) в обмотке управления под действием напряжения питания $U_{y.н}$ протекает ток, размагничивающий сердечник, резко увеличивающий индуктивность рабочей обмотки и, вследствие этого, выходное напряжение U_n минимально по величине. Если $U_y > 0$, то сердечник намагничивается при значении потока, отвечающем некоторому углу α , и среднее выходное напряжение возрастает. При некотором предельном значении управляющего напряжения $U_{y.макс}$ насыщение наступает вблизи $\alpha = 0$, когда средний выходной ток и напряжение максимальны.

В современных однокаскадных усилителях с внутренней положительной обратной связью коэффициент усиления мощности достигает 10^4 и выше. Еще более высокое значение коэффициента усиления имеет двухкаскадный усилитель, состоящий из двух дифференциальных усилителей, включенных последовательно. Общий коэффициент усиления по мощности, равный произведению его составляющих $k_p = k_{p1} \cdot k_{p2}$, достигает 10^7 , но вместе с тем возрастает инерционность усилителя ввиду увеличения общей постоянной времени, равной сумме отдельных составляющих.

Эквивалентная постоянная времени усилителя с обратной связью $T_{м.у}$ меньше, чем при отсутствии ее T_m , в $\frac{1}{1-k_{o.c}}$ раз:

$$T_{м.у} = \frac{k_p (1 - k_{o.c})}{4\eta f} = T_m (1 - k_{o.c}), \quad (3.27)$$

где $k_{o.c}$ — коэффициент положительной обратной связи;

f — частота питающей сети;

η — отношение сопротивления нагрузки к суммарному сопротивлению цепи обмотки переменного тока.

Для усилителей многих следящих систем важнейшее значение имеют: достаточное быстродействие; весьма малое значение ошибок, связанных с некоторой нестабильностью выходного напряжения и оптимальное значение коэффициента усиления. Продолжительность переходного процесса в различных магнитных усилителях обычно лежит в пределах $(5-100)T$, где T —

период колебаний источника питания. Минимально возможное значение длительности переходного процесса составляет один период основных колебаний. Из этого следует, что повышение быстродействия усилителя достигается прежде всего увеличением частоты питания (обычно до 400 гц). Наряду с этим уменьшаются размеры магнитных усилителей, размеры сердечников которых обратно пропорциональны частоте. При частоте 400 гц вес и габариты магнитного усилителя не выше, чем у соответствующего электронного усилителя. В настоящее время имеются специальные схемы магнитных усилителей, обеспечивающих высокое быстродействие с минимальным временем запаздывания, равным одному периоду основных колебаний. Нестабильность напряжения на выходе усилителя или так называемый дрейф нуля, возникающий вследствие неидентичности характеристик однотипных элементов (дресселей и т. д.), и связанные с ним ошибки должны быть минимальными. В современных реверсивных магнитных усилителях компенсационного типа с сильной отрицательной обратной связью ошибка, вызываемая дрейфом нуля, имеет весьма малую величину. При явно завышенном коэффициенте усиления в следящей системе возникают качания. Поэтому выбор надлежащей величины усиления при проектировании системы имеет существенное значение. Наиболее ценные эксплуатационные технические показатели магнитных усилителей связаны с особенностью их устройства, не имеющего подвижных частей. Они надежны в работе, стойки к механическим ударам и вибрациям, не требуют ухода и могут иметь практически неограниченный срок службы. На практике часто магнитные усилители применяются совместно, в комбинации с электромашинными и, в особенности, полупроводниковыми усилителями, обеспечивая рациональное решение многих задач. Магнитные усилители широко используются также в силовых автоматизированных электроприводах. Однотактные МУ применяются в регулируемых трехфазных асинхронных двигателях, двухтактные — в двигателях постоянного тока и двухфазных исполнительных асинхронных двигателях. МУ с внутренней положительной обратной связью часто и эффективно используются для управления полупроводниковыми триодами и управляемыми вентилями. Магнитные усилители изготавливаются серийно мощностью до нескольких десятков киловатт.

§ 3. 13. Бесконтактные магнитные реле

Магнитный усилитель с сильной обратной положительной связью, в котором выходной ток изменяется скачком при некотором значении тока управления, работает в релейном режиме

и может быть назван бесконтактным магнитным реле. Бесконтактные магнитные реле (*БМР*) можно классифицировать соответственно типам магнитных усилителей: дроссельные, трансформаторные, дроссельно-трансформаторные. Дроссельные *БМР* обладают значительным преимуществом перед трансформаторными в отношении к. п. д. По числу тактов усилителя различают одноктактные и двухтактные реле. Одноктактное подобно контактному реле с одним контактом: размыкающимся при отсутствии смещения или замыкающимся при наличии смещения. Двухтактное магнитное реле аналогично двухпозиционному поляризованному реле. Дроссельно-трансформаторному реле соответствует контактное реле с двумя контактами — нормально открытым и нормально закрытым. Рассмотрим, как работает дроссельное одноктактное реле, схема которого изображена на рис. 3.19, *а*. Как и обычные реле *БМР* могут быть практически

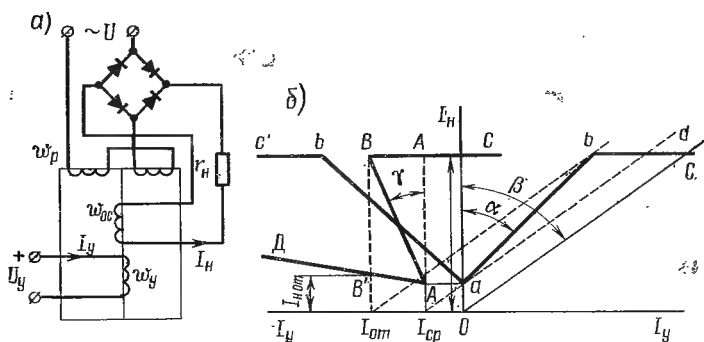


Рис. 3.19. Бесконтактное магнитное реле:

а) схема; б) идеализирование характеристики

мгновенного действия и с выдержкой времени. Релейный режим может быть получен лишь при глубокой обратной положительной связи магнитного усилителя. Это положение можно наглядно проиллюстрировать графически.

На рис. 3.19, *б* изображена отдельно спрямленная характеристика идеализированного магнитного усилителя без обратной связи ($c'b'abc$) и характеристика обратной связи (od) для случая $\operatorname{tg} \beta > \operatorname{tg} \alpha$. Построенная по этим зависимостям характеристика магнитного усилителя с обратной связью обозначена через $DABC$. При токе управления, равном I_{cp} , выходной ток изменяется скачком до величины $I_{нм}$. Дальнейшее увеличение тока управления в пределах $I_{cp} < I_y < I_{om}$ почти не изменяет выходного тока. Если ток $I_y = I_{om}$, то нагрузочный ток скачком уменьшается до значения $I_{ном}$. Таким образом, в рассматриваемом случае при наличии сильной обратной положи-

тельной связи $k_{o.c} = \operatorname{tg} \beta > \operatorname{tg} \alpha$ возникает релейный режим усилителя, т. е. скачкообразное изменение выходного тока при плавном изменении тока управления соответственно петле $AA'BB'$. Ширина петли ($I_{om} - I_{cp}$) возрастает с увеличением коэффициента $k_{o.c}$. Коэффициент усиления в релейном режиме $k_y = \frac{\Delta I_n}{\Delta I_y} = \operatorname{tg} (90 + \gamma) = -\operatorname{ctg} \gamma$ имеет отрицательное значение. Пользуясь обычной терминологией, ток управления I_{cp} можно назвать током срабатывания, ток управления I_{om} — током отпускания, а отношение токов $k_b = \frac{I_{om}}{I_{cp}} = k_b$ — коэффициентом возврата. Если положительная обратная связь не сильная $k_{o.c} = \operatorname{tg} \beta < \operatorname{tg} \alpha$, то ее характеристика od при перемещении влево пересекает кривую abc лишь в одной какой-нибудь точке. В этом случае петля отсутствует, коэффициент усиления $k_y = \frac{\Delta I_n}{\Delta I_y} = \operatorname{tg} (90 - \gamma) = \operatorname{ctg} \gamma$ положителен и релейный режим невозможен (см. рис. 3.19, б). Магнитное реле без смещения с отмеченной выше характеристикой аналогично обычному реле с размыкающимся контактом. Реле с замыкающимся контактом может быть получено добавлением обмотки смещения. В этом случае ток срабатывания, при котором нагрузочный ток становится максимальным, больше тока отпускания, когда выходной ток падает.

Наиболее ценным качеством бесконтактных магнитных реле является их высокая надежность в работе, длительный срок службы при отсутствии ухода за ними, стабильность характеристик, сравнительно малые мощность и время срабатывания. Факторами, ограничивающими их применение, являются: сложность получения нескольких «контактов», протекание тока в выходной цепи при $I_y < I_{cp}$, повышенные габариты и пониженный к. п. д.

§ 3. 14. Усилители на полупроводниковых триодах-транзисторах

Усилители на транзисторах с $p-n-p$ переходами, работающие в режиме переключения, широко используются в маломощных системах управления электроприводами.

На рис. 3.20, а изображена схема транзистора с коллектором K , общим эмиттером $\mathcal{E}$ и базой B , где указаны направления токов и напряжений, принятые за положительные. В зависимости от входного сигнала и коллекторного тока транзистор

может находиться в трех различных состояниях: отсечки, насыщения и активном. В области отсечки транзистор закрыт, так как потенциал базы положителен по отношению к эмиттеру и коллектору ($U_э < 0$, $U_к < 0$) и мал эммитерный ток $I_э \ll 0$. Коллекторный ток также незначителен и напряжение на нагрузке $U_н$, включенной в цепь $Э - К$, почти отсутствует; рабочая точка в области отсечки a показана на рис. 3.20, б.

Область насыщения отвечает открытому состоянию транзистора, когда потенциал базы отрицателен по отношению к эмиттеру и коллектору ($U_э > 0$, $U_к \geq 0$ и $I > 0$); здесь сопротивление транзистора мало и повышенный коллекторный ток, равный $I_к = \frac{U}{r_н}$, не изменяется с увеличением базового тока, ввиду насыщения транзистора (рабочая точка b , рис. 3.20, б).

В активной области, занимающей промежуточное положение между линиями OA и OB (см. рис. 3.20, б), потенциал эмиттера положителен, а коллектора отрицателен относительно потенциала базы ($U_э > 0$, $U_к < 0$ и $I_э > 0$); наличие значительного коллекторного тока и напряжения $U_{эк}$ вызывает большие

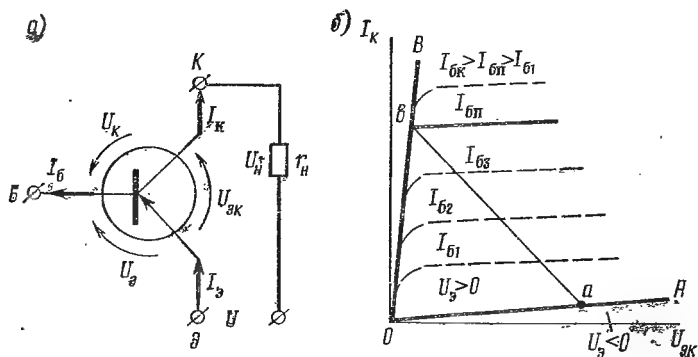


Рис. 3.20. Транзистор:

а) схема; б) выходные характеристики (ab —линия нагрузки)

потери мощности в транзисторе, однако вследствие малой продолжительности активного состояния в процессе переключения потери энергии в нем оказываются небольшими.

Как отмечалось в схемах управления, транзисторы работают в режиме переключения из закрытого в открытое состояние и обратно. Поскольку в этих состояниях потери мощности сравнительно малы, режим переключения позволяет значительно повысить мощность цепи нагрузки. С этой же целью желательно снизить до возможного минимума потери энергии в про-

межуточной активной области путем сокращения ее продолжительности.

Управление током и напряжением нагрузки осуществляется одним из двух методов: фазовым и частотно-импульсным. Для уменьшения времени переключения управляющий сигнал должен быть крутым и достаточным по величине. Этот сигнал подается в виде импульса напряжения U_9 , цепи база — эмиттер. Если $U_9 < 0$, то транзистор открыт, падение напряжения в нем мало и напряжение на нагрузке близко напряжению питания.

При $U_9 > 0$ транзистор закрыт, напряжение на нагрузке отсутствует, так как напряжение питания прикладывается в основном к цепи коллектор — эмиттер. При этом управляющее напряжение U_9 должно действовать все время, когда транзистор открыт. В случае смешанной активно-индуктивной нагрузки, содержащей э. д. с. самоиндукции, в процессе переключения возможны опасные перенапряжения на транзисторе. Это явление устраняется подключением неуправляемого диода параллельно нагрузке в схемах с выходом на постоянном токе и параллельно транзистору в схемах с выходом на переменном токе. Если коллектор имеет положительный потенциал по отношению к эмиттеру, то закрытие диода возможно только, когда управляющее напряжение превосходит коллекторное. При несоблюдении этого условия транзистор остается открытым, что увеличивает потери энергии и может расстроить схему управления. Наличие диода, шунтирующего транзистор, исключает возможность указанного явления вследствие того, что потенциал коллектора не может превзойти прямого падения напряжения на диоде, которое ниже по величине запирающего напряжения. На базе транзисторов могут быть выполнены преобразователи мощностью в несколько киловатт.

§ 3. 15. Полупроводниковые управляемые вентили-тиристоры

В совершенствовании регулируемых электроприводов переменного и постоянного тока полупроводниковым управляемым вентилям-тиристорам принадлежит особо прогрессивная роль.

Тиристор изготавливается из кремния с четырьмя полупроводниковыми зонами проводимости $p-n-p-n$ и имеет три электрода: A — анод, K — катод и $У$ — управляющий электрод (рис. 3.21, а). Если потенциал анода положителен, то вентиль открывается при получении управляющим электродом положительного импульса тока. Запирание прибора происходит лишь в момент перехода через ноль потенциала анода. Семейство вольтамперных характеристик для разных токов управления

изображено на рис. 3.21, б. Вентиль заперт, если напряжение между анодом и катодом меньше пробивного $U < U_n$ и открывается в случае $U > U_n$. Пробивное напряжение, уменьшаясь с увеличением тока управления, достигает минимума $U_{п. мин}$, когда ток возрастает до некоторого значения $I_{у. макс}$. Этот ток управления следует ограничивать ввиду того, что открывшийся вентиль имеет малое сопротивление и падение напряжения.

Регулирование тока и напряжения нагрузки производится импульсным методом посредством: 1) магнитных усилителей

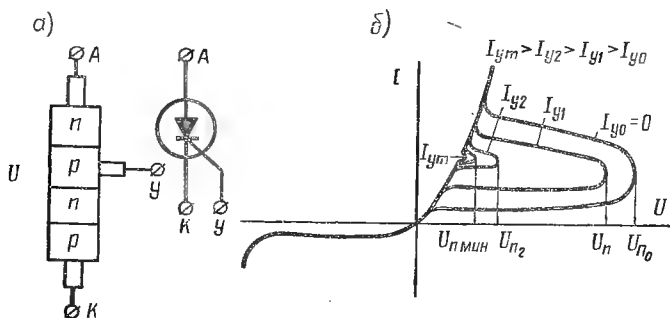


Рис. 3.21. Тиристор:

а) схема; б) вольт-амперные характеристики

и 2) полупроводниковых приборов и реостатно-емкостных цепей.

Первый способ используется, когда вентили работают в цепях переменного тока, а второй — в схемах постоянного тока. К форме управляющего сигнала предъявляется требование наибольшей крутизны фронта, снижающей погрешность управления. В этом отношении МУ уступают полупроводниковым приборам.

Рабочая частота тиристора зависит от времени его запира-ния (длительности деионизации) и потерь мощности в процес-се переключений и возрастает с их уменьшением. Схемы тири-сторных усилителей могут быть однофазными и трехфазными, одно- и двухполупериодными. Для двигателей большей мощно-сти используются трехфазные двухполупериодные схемы. Тири-сторные усилители, питаемые от сети переменного тока, по роду тока нагрузки подразделяются на две группы: 1) с выходом на постоянном токе и 2) с выходом на переменном токе.

Тиристоры с выходом на постоянном токе применяются для регулируемых приводов аналогичного рода тока. Простейшая однополупериодная схема с широтно-импульсным управлением посредством быстродействующего магнитного усилителя приве-

дена на рис. 3.22. Когда ток управления равен нулю, выходной ток ненасыщенного МУ создает падение напряжения в сопротивлении r_2 меньшее, чем пороговое напряжение диода D_y , и ток управления тиристора близок нулю. При насыщении усилителя падение напряжения в ветви r_2 и вместе с ним ток управления возрастают. Однако возрастание последнего ограничивается сопротивлением r_1 . Длительность нарастания фронта управляющего тока примерно равна

$$t_{\phi} \approx 2,2 \frac{L_p}{R_0}, \quad (3.28)$$

где $L_p = \mu_0 \mu_c \frac{\omega_p^2 s}{l}$,

$$R_p = r_p + \frac{r_2(r_1 + r_y)}{r_1 + r_2 + r_y};$$

$\mu = \mu_0 \mu_c$ — средняя абсолютная магнитная проницаемость сердечника;

s и l — его сечение и длина:

r_p — активное сопротивление рабочей обмотки усилителя;

R_y — входное (дифференциальное) сопротивление цепи управления тиристора.

Емкость C_1 (см. рис. 3.22) служит для снижения потерь мощности в управляющем переходе вентиля. Эта емкость заряжается в начале процесса открытия и затем разряжается через сопротивление r_1 .

Угол отпирания тиристора регулируется током управления МУ и достигает величины $\alpha_m = 150\text{--}160^\circ$. Запоздывание в процессе управления не выше одного периода напряжения питания.

Тиристоры с выходом на переменном токе используются, например, для амплитудного управления асинхронными двигателями. На рис. 3.23 приведена простая однофазная схема с встречно-параллельным соединением вентилей. Тиристоры T_1 и T_2 открываются поочередно со сдвигом по фазе, равным π . Здесь максимальные величины прямого и обратного напряжений запертого прибора и напряжения сети одинаковы.

При максимальной отдаче средний анодный ток немного меньше половины действующего значения тока нагрузки $I_{ср}=0,45 I_n$. Коэффициент формы анодного тока $k_{\phi}=\frac{\pi}{2}$. Вентили управляются магнитными усилителями МУ1 и МУ2 с внутренней обратной связью. Угол отпирания, а следовательно, и ве-

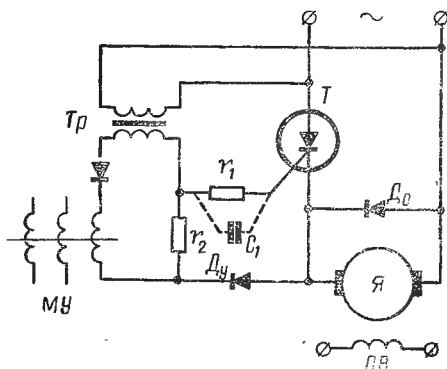


Рис. 3.22. Тиристорный усилитель с выходом на постоянном токе

личина переменного тока и напряжения в цепи нагрузки регулируются изменением тока управления магнитного усилителя. При этом происходит смещение по фазе импульса выходного тока МУ относительно напряжения сети. Величины управляющих импульсов ограничиваются сопротивлениями r_1 . Если нагрузка смешанная, то максимальная отдача прибора будет при угле отпираания

$$\alpha_{\min} = \varphi_n = \arctg \frac{X_n}{r_n}.$$

По мере увеличения угла отпираания $\alpha > \alpha_t$ ток нагрузки снижается и становится равным току утечки при $\alpha = \alpha_{\max} = \pi$, когда тиристоры заперты весь период. Пределы изменения

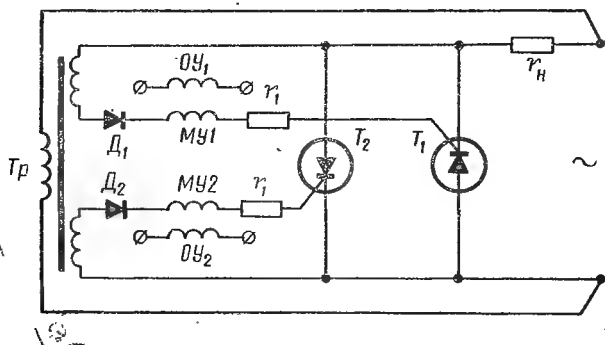


Рис. 3.23. Тиристорный усилитель с выходом на переменном токе

угла отпираания сужаются с ростом индуктивности нагрузки

$$\alpha_t = \alpha_{\max} - \alpha_{\min} = \pi - \varphi_n,$$

где $\varphi_n = \arctg \frac{X_n}{r_n}$.

По способу параллельно-встречного включения образуются также и трехфазные симметричные схемы регулирования напряжения.

Тиристоры, серийно выпускаемые промышленностью на токи 200 а и напряжение 800 в в единице, отличаются высоким к. п. д., малыми габаритами и весом, большим коэффициентом усиления мощности $(1-1,5) \cdot 10^5$ и высоким быстродействием: время включения $(1-5)$ мксек и время отключения $(10-20)$ мксек.

В настоящее время начато производство симметричных управляемых клапанов типа ВКДУС. Такой клапан с пятью полупроводниковыми зонами имеет вольт-амперную характеристику, симметричную относительно начала координат вследствие его двухсторонней проводимости. Регулирование этой

проводимости осуществляется одноплавленным сигналом, подаваемым на управляемый электрод.

С применением симметричных вентилей для реверсивных электроприводов постоянного и переменного тока количество вентилей сокращается в два раза и значительно снижается вес и объем установки. Перспективно также использование симметричных вентилей в качестве бесконтактных контакторов и автоматических выключателей переменного тока.

§ 3. 16. Бесконтактные логические элементы

Виды логических функций и элементов. Логические элементы преобразуют входные сигналы в команды исполнительным органам. Дискретное действие этого элемента характеризуется двумя уровнями входного и выходного напряжения (одного большего и другого, близкого нулю), которым отвечают элементарные логические операции ДА и НЕТ. В однофункциональных элементах реализуются простейшие логические функции: И, ИЛИ, НЕ, в более сложных добавляются такие звенья, как ПАМЯТЬ и ВЫДЕРЖКА ВРЕМЕНИ. Из них можно составить разнообразные сложные схемы автоматического управления электроприводами. Обычно логический элемент имеет несколько входов $X_1, X_2, \dots$ и один выход Y , состояния которых характеризуются двумя значениями напряжения: большим и меньшим, принимаемыми за единицу и ноль. Уровни напряжений на входах и выходе взаимосвязаны между собой. Рассмотрим эти связи для элемента с тремя входами X_1, X_2, X_3 и выходом Y .

Для логической функции И справедливо произведение

$$Y = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3. \quad (3.29)$$

В этом случае $Y=1$ при $X_1=X_2=X_3=1$; $Y=0$, если хотя бы один из входов равен нулю. Выполнение этой функции иллюстрируется релейной аналогией, приведенной на рис. 3.24.

Функция ИЛИ характеризуется логической суммой

$$Y = X_1 + X_2 + X_3, \quad (3.30)$$

которую считают равной единице, если один, два или все входы равны единице. Эта функция реализуется соответствующей релейной схемой (рис. 3.24).

Логической функции НЕ отвечает инверсия, при которой выход всегда противоположен входу: $Y=1$ (если $X=0$, $Y=0$), когда $X=1$ (см. рис. 3.24). Она записывается в форме $Y=\bar{X}$. Более сложные логические функции можно выразить через упомянутые простые.

Сложная логическая функция ПАМЯТЬ выражается через независимые входы X_1 , X_2 и выход Y , передаваемый на вход посредством обратной связи:

$$Y = (X_1 + Y) \bar{X}_2. \quad (3.31)$$

Ее возможно представить тремя предыдущими простыми функциями: ИЛИ $X_1 + Y = Z_1$, НЕ $\bar{X}_2 = Z_2$ и И $Z_1 \cdot Z_2 = Y$, где Z_1 и Z_2 — промежуточные выходы.

Логический элемент, реализующий функцию ПАМЯТЬ, запоминает поданный на вход сигнал в виде соответствующего выхода, который сохраняется после исчезновения вызвавшего его сигнала до получения нового. Его контактная аналогия дана на рис. 3.24.

Элементы ВЫДЕРЖКИ ВРЕМЕНИ необходимы для создания задержек передач сигналов с целью обеспечения требуемой закономерности включения и отключения определенных звеньев системы (см. рис. 3.24).

Логическая функция	Релейная аналогия
И	
или	
НЕ	
Память	
Выдержка времени	

Рис. 3.24. Релейные аналоги логических функций

Магнитные логические элементы. Большое распространение получили надежные в работе магнитные логические элементы, состоящие из магнитных сердечников с обмотками и полупроводниковых вентилей. Логические элементы могут быть выполнены по схемам с последовательным и параллельным включением нагрузки. По числу обмоток различают элементы двух-обмоточные и многообмоточные. По характеру выходного сигнала они подразделяются на импульсные и постоянного тока. На практике широко используются импульсные двухобмоточные элементы с последовательным включением нагрузки и импульс-

ные многообмоточные — с параллельным включением нагрузки (трансформаторные). Логические элементы работают как по принципу быстродействующего, так и нормального магнитного усилителя.

Схема логического элемента, работающего по принципу быстродействующего усилителя, приведена на рис. 3.25, а.

Если сигнал управления U_y , не подан на вход, то вентили 1 и 2 открыты для перемагничивающих токов обмоток w_y и w_p , так как в диодах 1 и 2, подключенных к специальному источ-

нику с напряжением U_d , протекают токи, большие по величине токов намагничивания соответствующих цепей w_y и w_p .

При этом происходит периодическое перемагничивание сердечника. Выходное напряжение будет минимальным ввиду малого тока в цепи. Когда на вход подается встречное предыдущему U_y управляющее напряжение необходимой величины U_{y1} , вентили цепи управления 1 и $1'$ запираются и в рабочей цепи выходное напряжение становится максимальным (в форме однополупериодных импульсов) вследствие насыщения сердечника (перемагничивание отсутствует). Поскольку напряжения питания цепи управления $U_{уп}$ и рабочей цепи U_p находятся в противофазе, то рассматриваемая схема работает как повторитель. На базе этой схемы выполняются различные элементы с требуемым числом входов.

Логическая функция ИЛИ с тремя входами выполняется элементом со схемой, показанной на рис. 3.25, а, б. Если

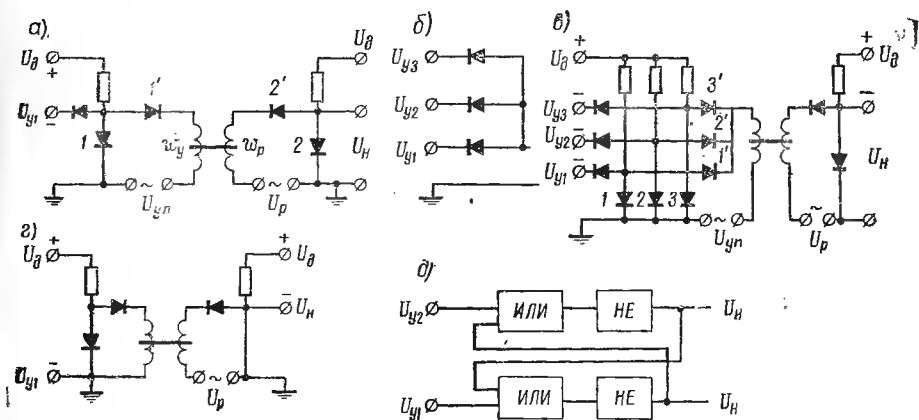


Рис. 3.25. Схемы импульсных двухобмоточных логических элементов:

а) повторитель; б) элемент ИЛИ; в) элемент И; г) элемент НЕ; д) элемент ПАМЯТЬ

даже на какой-либо один вход подается напряжение, то цепь управления как бы размыкается и появляется выходное напряжение вследствие запираания входных вентилях и резкого снижения индуктивности рабочей обмотки. При отсутствии сигнала на входе цепь управления как бы замыкается и выходное напряжение отсутствует.

Функция И реализуется элементом, схема которого с тремя входами приведена на рис. 3.25, в. Выходное напряжение возникает лишь при подаче всех управляющих сигналов. Отсутствие даже одного любого входного сигнала равносильно замыканию цепи управления с нулевым значением выходного напря-

жения. Происходит это благодаря вентилям 1, 2, 3. Если, например, $U_{y_1}=0$, то размагничивающий ток протекает по обмотке w_y через открытый вентиль 1, хотя остальные диоды с сигналами U_{y_2} и U_{y_3} заперты.

Функция НЕ осуществляется элементом, отличающимся от повторителя (см. рис. 3.25, а) только тем, что напряжение питания $U_{уп}$ заменяется управляющим напряжением U_{y_1} . При подаче сигнала на вход цепь управления замыкается, и выходное напряжение исчезает.

Блок-схема элемента ПАМЯТЬ, составленная из двух элементов ИЛИ с двумя входами и двух элементов НЕ, изображена на рис. 3.25, д. Элементы рассмотренного типа имеют большое число диодов, но они позволяют сделать любое число входов на одном повторителе, нечувствительны к колебаниям напряжения питания и имеют высокий коэффициент усиления.

Наряду с однофункциональными элементами на основе односердечниковых быстродействующих МУ строятся также многофункциональные более универсальные элементы для выполнения сложных функций на основе обычных МУ с рядом обмоток управления. Эти элементы сложнее предыдущих и могут нормально работать только при малых отклонениях входных сигналов от заданных величин.

Отечественная промышленность производит серии магнитных одно-, двух- и трехфункциональных логических элементов ЭЛМ и ЛТ. Логический элемент размещается в пластмассовом корпусе с заливкой компаундом с выведенными зажимами. Источником энергии служит трансформатор с напряжениями $U_{уп}$, U_p , U_d для питания управляющих и рабочих обмоток, а также вентильных цепей. Напряжения, подводимые к управляющей $U_{уп}$ и рабочей U_p обмоткам, находятся в противофазе, а напряжение U_d — положительное однополупериодное.

Элементы задержки. По способу создания выдержки времени делят на элементы с задержкой времени, в которых за счет инерционности получается протекание переходного процесса в цепях R, C и R, L , и элементы с задержкой, определяемой счетом числа импульсов источника питания. Погрешность элементов первого вида (около 10% при отклонении напряжения $\pm 20\%$) выше, чем второго вследствие зависимости времени изменения тока от напряжения питания. Если при этом используются цепи с R, C и транзисторы в ключевом режиме, управляемые постоянным током, то погрешность таких элементов снижается (до $2 \div 5\%$).

В статических элементах задержки часто применяют магнитные усилители с цепями R, L и транзисторы с цепями R, C . В элементах с магнитными усилителями, работающих в релейном режиме, задержка образуется инерционностью цепей R, L , положительными внутренней и внешней обратной связью и об-

мотками взаимной связи и смещения. Выдержка времени, зависящая от длительности перемagnetизования сердечника, регулируется изменением сопротивлений в цепях обмоток управления, взаимной связи и смещения. Элемент задержки подключается к выходу и входу двух логических элементов. Наша промышленность выпускает элементы задержки на базе МУ, работающих в релейном режиме с выдержкой времени до 5 сек.

Полупроводниковые логические элементы. Наиболее совершенными и перспективными для автоматизированных электроприводов являются полупроводниковые логические и функциональные элементы. Входными и выходными сигналами элементов могут быть потенциалы или импульсы. На практике логические схемы с потенциалами на входах и выходах получили преимущественное распространение.

Логическая схема И состоит из диодов и сопротивлений (рис. 3.26, а). Если ко всем входам подводятся отрицательные потенциалы (каждый принимается за 1), то на выходе появляется аналогичный сигнал $Y = 1$, т. е. выполняется логическая функция И: $Y = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$. Такая же схема, но без отрицательного приложенного потенциала на выходе ($-U_n$) с обратным направлением проводимостей диодов, дает выходной сигнал, если хотя бы к одному входу подводится отрицательный потенциал, реализуя функцию ИЛИ: $Y = X_1 + X_2 + X_3$. Число входов в схеме (см. рис. 3.26, а) равно трем, но их может быть и больше. Рассмотренная схема называется диодной приставкой.

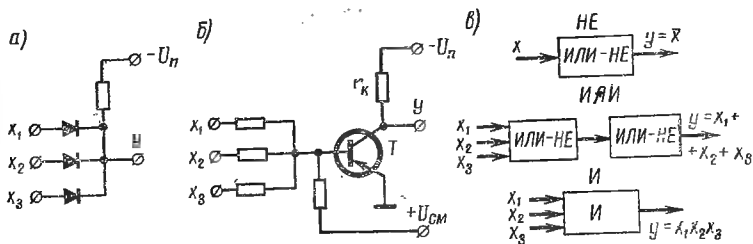


Рис. 3.26. Логические схемы:

а) диодная приставка И: $y = x_1 x_2 x_3$; б) основной логический элемент ИЛИ — НЕ; в) реализация логических функций НЕ, ИЛИ, И посредством элементов ИЛИ — НЕ и приставки И

Основной логический элемент ИЛИ — НЕ содержит транзистор T , работающий в режиме переключения и сопротивления (рис. 3.26, б). При всех нулевых входных сигналах триод закрыт и на его коллекторе выходной сигнал, принимаемый за 1, отрицателен: $U_{к.э.} = -U_n$; в режиме отсечки $U_{э.б.} < 0$ и I_k близок нулю.

Если хотя бы на одном входе появляется сигнал 1, то транзистор открывается и входной потенциал близок нулю; в режиме насыщения триода $U_{к.б} \geq 0$ и коллекторный ток значителен $I_k \approx U_n/r_k$.

Таким образом, при использовании одного входа реализуется функция НЕ. Если одновременно использовать все три входа X_1, X_2, X_3 , то один транзистор реализует функцию ИЛИ — НЕ.

Элемент ИЛИ — НЕ универсален, его можно использовать для реализации логических функций ИЛИ, И, НЕ. Практически широко используется набор из универсальных активных элементов ИЛИ — НЕ и диодной пассивной приставки И, позволяющий экономично осуществлять функции ИЛИ, И, НЕ. На рис. 3.26 приведены структурные схемы, реализующие указанные функции.

Используя только один вход элемента ИЛИ — НЕ, на выходе получаем сигнал НЕ. Последовательное соединение двух элементов ИЛИ — НЕ дает на выходе функцию ИЛИ: $Y = X_1 + X_2 + X_3$, а диодная приставка — функцию И: $Y = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$.

Триггер (элемент памяти) — переключающее устройство с двумя устойчивыми состояниями — применяется для построения разных пересчетных схем: счетных ячеек, делителей частоты, регистров, распределителей и др. Триггер состоит из двух транзисторов T_1, T_2 , диодов D_1, D_2 , емкостей C_1, C_2 и сопротивлений (рис. 3.27). Прибор управляется сигналами от ключа K (или эквивалентного ему элемента). В каждом устойчивом состоянии один транзистор закрыт и имеет высокое выходное на-

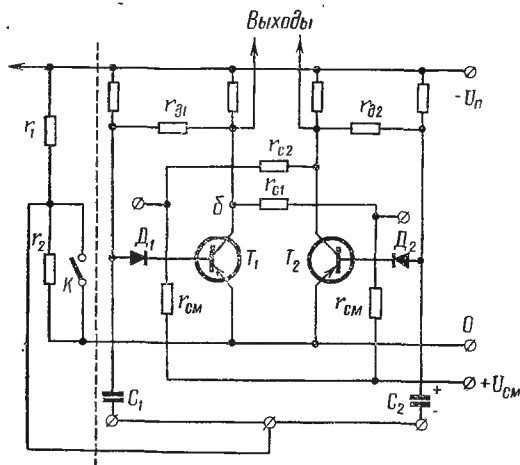


Рис. 3.27. Схема триггера

пряжение, а другой — открыт с низким напряжением на выходе. Триггер переходит из одного состояния в другое при поступлении или снятии входного сигнала (размыкании или замыкании ключа K). Допустим, транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт. Потенциал U_k на коллекторе транзистора T_1 в точке b отрицателен, а на его базе почти равен нулю. При этом диод D_1 заперт и не пропускает к базе транзистора T_1 входные положительные сигналы меньшие по величине U_k , в то время как диод D_2 свободно пропускает указанный положительный входной сигнал ввиду отсутствия обратного смещения из-за отсутствия напряжения на его зажимах. Так как ключ K разомкнут, то конденсатор C_2 заряжается от напряжения U_n (через T_2 , $r_{л2}$, и r_1), а емкость C_2 не заряжается вследствие равных потенциалов на обкладках.

Зарядка конденсатора, соединенного с открытым транзистором, запоминает состояние триггера. Когда ключ K замыкается, входной потенциал равен нулю. К базе открытого транзистора T_2 подводится положительный потенциал от ранее заряженной емкости C_2 , уменьшающийся по мере ее разряда до нормального напряжения базы.

Конденсатор C_2 разряжается через переход эмиттер — база, при этом возникают значительные по величине сопротивления, в результате чего транзистор T_2 запирается, т. е. происходит опрокидывание триггера.

Если теперь ключ K размыкается, то заряжается уже конденсатор C_1 , затем после замыкания ключа K емкость C_1 разряжается через базу открытого транзистора T_1 и триггер приходит к первоначальному состоянию.

Из предыдущего видно, что перед опрокидыванием триггера происходит предварительная подготовка в виде заряда соответствующего конденсатора.

В счетных схемах сброс триггера осуществляется подачей нулевого потенциала на вход или выход прибора. Триггеры выполняются на разные мощности. Повышенная мощность требуется при их работе на катушки реле, сигнальные лампы и другие цепи.

На базе транзисторов, диодов, сопротивлений и емкостей выполняются также функциональные элементы: релейный, преобразующий непрерывный сигнал в стандартные дискретные сигналы; нуль-орган, сравнивающий по величине два напряжения постоянного тока; согласующий элемент для гальванического разъединения входных цепей схемы и согласования входов и выходов (например, датчиков), гальванически не связанных между собой.

С помощью тех же транзисторов, емкостей и сопротивлений строятся элементы времени, используемые в целях ограничения длительности входного сигнала, задержки выходного сигнала

после подачи входного, создания линий задержки и т. п. Элементы времени выполняются с регулированием выдержки от долей секунды до сотен секунд.

§ 3. 17. Преобразователи частоты на тиристорах

В принципе наиболее эффективное частотное управление бесколлекторными двигателями переменного тока строится на различных типах преобразователей частоты. Экономичность этого метода в основном зависит от качества преобразователей частоты (смотри гл. IV). В последние годы усиленно разрабатываются статические преобразователи на управляемых полупроводниковых приборах. Они подразделяются на две основные группы преобразователей: без явновыраженного и с явновыраженным звеном постоянного тока. И те и другие выполняются на полупроводниковых триодах-транзисторах и на управляемых вентилях-тиристорах. Преобразователи на транзисторах могут быть выполнены лишь на небольшие мощности до 3—5 кВт. Здесь кратко рассматриваются тиристорные преобразователи, которые возможно построить на большие мощности, представляющие собой наибольший практический интерес.

Преобразователи частоты с неявновыраженным звеном постоянного тока. В этой системе выпрямление и инвертирование осуществляется одним устройством, основным блоком которого является управляемая трехфазная однополупериодная группа с тремя тиристорами. В каждой фазе системы — две таких группы T_+ и T_- , включенных встречно (рис. 3.28, а). Всего имеется 6 групп с 18 вентилями. Коммутация (переключение) тока производится за счет напряжения сети. Когда работает одна груп-

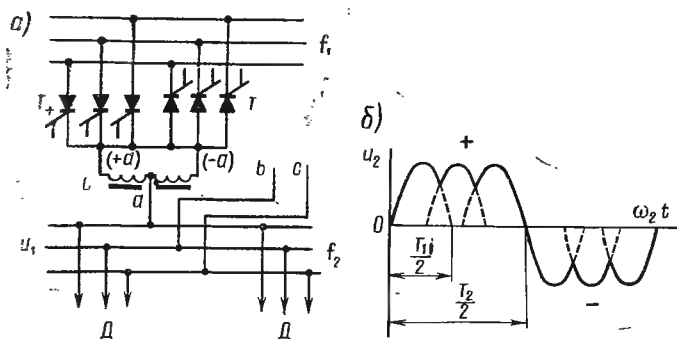


Рис. 3.28. Трехфазный преобразователь частоты без явно выраженного звена постоянного тока:

а) схема; б) кривая выходного напряжения

па, выпрямляются положительные полуволны приложенного напряжения, при работе другой группы — отрицательные полуволны напряжения (рис. 3.28, б). Выходная частота зависит от числа выпрямленных полуволн напряжения сети за время $\frac{T_2}{2}$.

Регулирование выходной частоты достигается изменением времени работы групп выпрямителей, для чего предусматривается специальное управляющее устройство. Переключение вентилей в каждой группе в принципе такое же, как и в трехфазной однополупериодной выпрямительной схеме. Естественный угол отпирания приборов составляет 60° . Переход от положительной к отрицательной полуволне выпрямленного напряжения может сопровождаться одновременным включением двух приборов разных групп, принадлежащих к различным фазам сети, вследствие чего возникает короткое замыкание сети. Ограничения токов при переключении групп и улучшение формы кривых напряжения достигается посредством дросселей L .

Этот преобразователь обладает свойством двустороннего пропускания активной и реактивной мощностей без дополнительных средств при условии перехода от работы одной группы к другой в момент прохождения тока через ноль. Второе положительное свойство этой схемы — возможность регулирования частоты в широких пределах, начиная с ее малых величин. Для этого, а также с целью получения более благоприятной формы выходного напряжения требуется повышенная частота источника питания по сравнению с выходной. Среднее значение выходного напряжения регулируется изменением угла отпирания приборов

$$U_{cp} = U_{ae} \cos \alpha. \quad (3.32)$$

Здесь U_{ae} — среднее выходное напряжение при угле естественной коммутации $\alpha_e = 60^\circ$;

α — угол отпирания, отсчитываемый с момента естественной коммутации.

Ценными свойствами преобразователей с неявным звеном постоянного тока, в которых коммутация осуществляется естественно за счет напряжения сети, являются: высокий к. п. д. из-за однократного преобразования энергии, широкий диапазон регулирования, а также возможность двустороннего протекания реактивной энергии в цепи: источник питания — нагрузка.

Целесообразное применение таких преобразователей ограничивается некоторыми системами с автономными источниками электроснабжения повышенной частоты, цепями с постоянными параметрами, областью низких частот от 0 до 10—15 гц с источником питания частотой 50 гц.

Преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока. В преобразователе этого типа выпрямление и инвертирование выполняются отдельными звеньями или блоками. Основные блоки преобразователя: выпрямитель B , инвертор I с управляющим устройством $УИ$, регулятор напряжения $РН$ с управляющим устройством $УР$ (рис. 3.29, а). Здесь предусматривается независимое, раздельное управление частотой и величиной напряжения, что важно для получения требуемых характеристик электропривода. В преобразователе с явно выраженным звеном постоянного тока лучшей системой следует признать трехфазный мостовой инвертор на тиристорах с ограниченными неизменными емкостями, позволяющий регулировать частоту в пределах 100—10 гц (рис. 3.29, б).

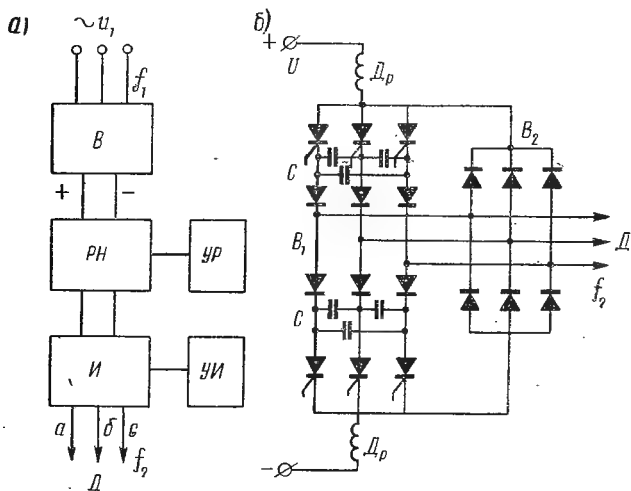


Рис. 3.29. Преобразователь частоты с явно выраженным звеном постоянного тока:

а) блок-схема; б) инвертор

Инвертор работает как обращенный выпрямитель, вентили которого открываются и закрываются с необходимой последовательностью и регулируемой частотой. В схеме предусмотрено искусственное гашение управляемых вентилей коммутационными конденсаторами C в момент прохождения тока через ноль. Диоды B_1 не позволяют конденсаторам разряжаться на нагрузку. Через выпрямительный мост B_2 происходит передача реактивной энергии от сети к нагрузке и обратно. Благодаря работе диодов B_2 и B_1 потребная емкость коммутационных конденсаторов значительно снижается. Управление частотой и величиной выходного напряжения осуществляется раздельно; напряжение обычно регулируется на выходе выпрямителя, а частоту

та — в инверторе. Наиболее рациональным способом регулирования напряжения в данном преобразователе является широтно-импульсный. Присоединенный к выходу неуправляемого выпрямителя широтно-импульсный транзисторный регулятор изменяет соотношение между временем включенного и отключенного состояния цепи. Среднее значение напряжения на выходе регулятора при холостом ходе

$$U_{\text{ср}} = \varepsilon U, \quad (3.33)$$

где $\varepsilon = \frac{t_{\text{в}}}{t_{\text{в}} + t_0}$ — относительное время включенного состояния цепи;

U — выпрямленное напряжение, подводимое к регулятору.

Регулирование выходной частоты производится изменением частоты импульсов, передаваемым в определенной последовательности на управляющие электроды тиристорov. Для этой цели имеется задающий генератор малой мощности с трехфазной системой импульсов. При этом должен быть обеспечен сдвиг 120° между соседними фазами. Обычно применяются однофазные релаксационные задающие генераторы. Трехфазная система управляющих импульсов получается посредством логических элементов или кольцевых коммутаторов. В схемах с тиристорами используются импульсы с крутым фронтом длительностью $\frac{\pi}{3}$.

Рассматриваемый тип преобразователя обладает рядом положительных качеств: питание от сети промышленной частоты, сравнительная простота, возможность широкого и плавного регулирования частоты выше и ниже частоты сети, независимое управление выходного напряжения, небольшие значения высших гармоник напряжения, что улучшает использование двигателей. Этому преобразователю свойственны и недостатки: наличие двойного преобразования энергии, снижающего к. п. д., необходимость компенсации реактивной мощности нагрузки, большую емкость конденсаторов при низких выходных частотах (менее 10—15 гц).

§ 3. 18. Унифицированные блочные устройства

Основные законы управления электроприводами могут быть реализованы посредством универсальных блоков-регуляторов, содержащих сравнительно небольшое число стандартных моделей. Такие унифицированные блочные системы в настоящее время интенсивно развиваются и входят в единую государственную систему приборов.

Основными элементами блочных управляющих устройств являются однотипные полупроводниковые усилители постоянного тока и различные виды обратных связей. На их основе можно выполнить разнообразные регуляторы. Они позволяют осуществить пропорциональное, интегральное, пропорционально-интегральное, пропорционально-дифференциальное и пропорционально-интегрально-дифференциальное регулирование.

Регулирующие устройства системы выполняются на базе операционных усилителей, имеющих высокий коэффициент усиления и малый дрейф нуля. Принципиальная схема такого усилителя приведена на рис. 3.30. В усилителе имеется промежуточная модуляция и демодуляция и сглаживающий фильтр на выходе.

Для схемы усилителя очевидны уравнения:

$$\left. \begin{aligned} i_{0.c} &= \sum_{k=1}^n i_k - i_0; & i_k &= \frac{U_k - E_{\text{вх}}}{z_k}; \\ i_0 &= \frac{E_{\text{вх}}}{r_0}; & i_{0.c} &= \frac{E_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{z_{0.c}}; \\ E_{\text{вых}} &= k_y E_{\text{вх}}; & U_{\text{вых}} &= E_{\text{вых}} - i_\phi r_\phi; \\ i_\phi &= i_n + i_{c.\phi} - i_{0.c}; & i_n &= \frac{U_{\text{вых}}}{z_n}; \\ i_{c.\phi} &= p U_{\text{вых}} C_\phi. \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Решение этих уравнений для случая большого коэффициента усиления и сравнительно малого r_ϕ :

$$U_{\text{вых}} = - \sum_{k=1}^n \frac{z_{0.c}}{z_k} U_k. \quad (3.35)$$

Анализ (3.35) показывает, что при разных параметрах $z_{0.c}$ и z_k усилитель может осуществлять различные операции.

Рассмотрим схему с одним входным напряжением ($n = 1$), когда $U_{\text{вых}} = - \frac{z_{0.c}}{z_1} U_1$;

а) в случае $z_1 = r_1$ и $z_{0.c} = r_{0.c}$ (рис. 3.30, а) усилитель изменяет только величину (масштаб) напряжения (пропорциональное регулирование):

$$U_{\text{вых}} = - \frac{r_{0.c}}{r_1} U_1, \quad (3.36)$$

б) если $z_1 = r_1$ и $z_{0.c} = 1/p \cdot C_{0.c}$ (рис. 3.30, б), то усилитель выполняет функцию интегрирования:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= - \frac{U_1}{pT}; \\ T &= r_1 C_{0.c}, \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

в) при $z_1 = 1/pC_1$ и $z_{0.c} = r_{0.c}$ (рис. 3.30, в) схема выполняет функцию дифференцирования:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= pTU_1; \\ T &= r_{0.c} C_1, \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

г) когда $z_1 = r_1$ и $z_{0.c} = r_{0.c}/1 + pT_{0.c}$, где $T_{0.c} = r_{0.c} C_{0.c}$ (рис. 3.30, г), усилитель является инерционным звеном,

д) в случае $z_1 = r_1$ и $z_{0.c} = \frac{1 + pT_{0.c}}{pC_{0.c}}$ (рис. 3.30, д) усилитель осуществляет пропорционально-интегральное регулирование:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left(\frac{r_{0.c}}{r_1} + \frac{1}{pT_{01}} \right) U_1, \quad (3.39)$$

где

$$T_{01} = r_1 C_{0.c},$$

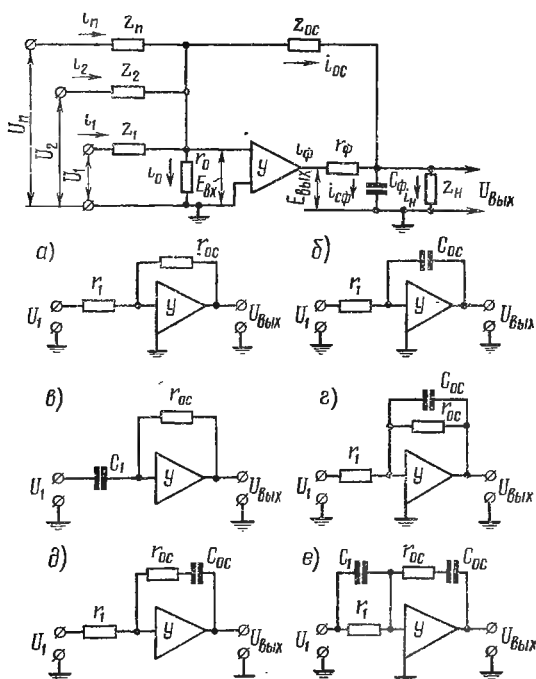


Рис. 3.30. Схемы операционных усилителей

е) если $z_1 = \frac{r_1}{1 + pT_1}$ и $z_{0.c} = \frac{1 + pT_{0.c}}{pC_{0.c}}$ (рис. 3.30, е), то усилитель реализует пропорционально-интегрально-дифференциальное регулирование:

$$U_{\text{вых}} = - \left(\frac{T_1 + T_{0.c}}{T_{01}} + \frac{1}{pT_{01}} + p \frac{T_1 + T_{0.c}}{T_{01}} \right) U_1. \quad (3.40)$$

Здесь $T_1 = r_1 C_1$, $T_{0.c} = r_{0.c} \cdot C_{0.c}$, $T_{01} = r_1 C_{0.c}$.

К основным устройствам блочных систем принадлежат различные датчики: напряжения постоянного тока, скорости, положения, магнитного потока, динамической составляющей тока и интенсивности, а также командоаппараты. Двухполупериодный датчик напряжения состоит из модулятора, трансформатора и демодулятора (фазочувствительного выпрямителя). С помощью промежуточной модуляции гальванически разделяются цепи входного и выходного напряжения. Датчиками скорости являются прецезионные тахогенераторы. Датчиками положения — стандартные сельсины и бесконтактные выключатели. Датчик магнитного потока, включающий датчик э. д. с. Холла и усилитель постоянного тока, дает напряжение на выходе, пропорциональное магнитному потоку. Датчик динамического тока, содержащий датчик э. д. с. и усилитель постоянного тока с дифференцирующим контуром на входе, вырабатывает выходное напряжение, пропорциональное динамической составляющей тока двигателя.

В качестве командоаппаратов ручного и педального управления используются серийные сельсины и фазочувствительные выпрямители.

Универсальные блочные системы имеют ограниченное число блоков, датчиков и регуляторов. Они образуются из отдельных унифицированных устройств, называемых модулями. К модулям относятся: нестабилизированные и стабилизированные источники питания, генераторы коммутирующего напряжения, усилители переменного тока, демодуляторы и др. Источниками нестабилизированного питания являются выпрямители с выходными напряжениями 12 и 24 в и токами до 300 ма. Они предназначены для питания датчиков и усилителей с промежуточной модуляцией входного сигнала. Стабилизаторы с выходным напряжением 24 в и током до 400 ма питают усилители постоянного тока.

Генератор коммутирующего напряжения, преобразующий постоянное напряжение в импульсы прямоугольной формы, служит для управления модуляторами и демодуляторами (рис. 3.31, а). Два транзистора, работающие в режиме ключа, подводят постоянное напряжение с прямой и обратной полярностью к первичной обмотке I трансформатора, во вторичных

обмотках которого создаются переменные напряжения практически прямоугольной формы.

Полупроводниковый модулятор (рис. 3.31, б), состоящий из четырех транзисторов, преобразует входное постоянное напряжение сигнала $U_{вх}$ в переменное напряжение пропорциональной амплитуды.

Затем напряжение переменного тока снова преобразуется в напряжение постоянного тока посредством демодулятора (рис. 3.31, в), полярность которого зависит от знака входного

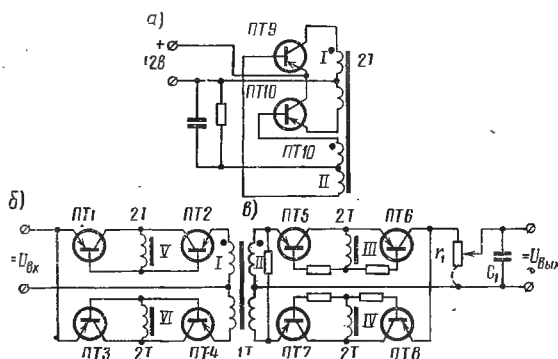


Рис. 3.31. Схемы датчика напряжения

сигнала, а величина — от амплитуды входного переменного напряжения.

Демодулятор состоит из двух пар встречно включенных транзисторов, обеспечивающих двустороннюю проводимость при отрицательном потенциале на базах. Управление транзисторами осуществляется также генератором коммутирующего напряжения. На выходе усилителей постоянного тока включаются фильтры, сглаживающие пульсации выходного напряжения. Полярность этого напряжения зависит от фазы коммутирующего и знака сигнального напряжения.

Рассмотрим кратко лишь некоторые устройства — датчики напряжения и тока. Посредством датчика напряжения (см. рис. 3.31) в систему управления передается величина, пропорциональная напряжению двигателя. На вход датчика подается сигнальное напряжение $U_{вх}$, которое преобразуется в переменное напряжение прямоугольной формы, частотой 8—10 кГц, двухполупериодным модулятором, управляемым коммутирующим генератором. Обмотки V и VI его трансформатора 2Т (равным образом и обмотка I трансформатора 1Т) электрически отделены от выхода и имеют изоляцию на 1 кв. Переменное прямоугольное напряжение затем снова преобразуется в пропорциональное по величине постоянное напряжение. Посредством

потенциометра r_1 передаточный коэффициент можно плавно изменять. Благодаря фильтру на выходе с емкостью $C=1$ мкф, пульсация напряжения на нагрузке не выше 0,1%. Полоса пропускания датчика порядка 250 гц.

Для подачи в систему регулирования двигателя сигнала, пропорционального его току, предусматривается датчик постоянного тока, к входу которого приключается шунт силовой цепи. Этот датчик включает: модулятор, усилитель переменного тока, демодулятор, генератор коммутирующего напряжения и обратные связи. Здесь также выход электрически отделен от входа. Цепь обратной связи имеет отдельный демодулятор. Коэффициент усиления можно плавно изменять потенциометром цепи обратной связи. Полоса пропускания этого датчика — порядка

200 гц. Дрейф нуля практически отсутствует при температуре $+25^\circ\text{C}$.

Датчик динамической составляющей тока (рис. 3.32) выполняется на базе датчика э. д. с. Холла, устанавливаемого в воздушном зазоре под основными полюсами двигателя, а также усилителя постоянного тока с дифференцирующим контуром на входе. Э. д. с. датчика подводится

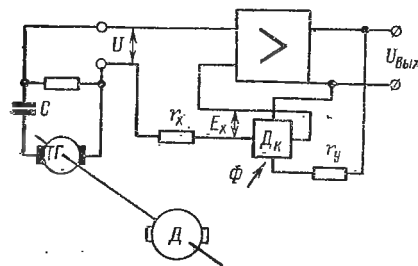


Рис. 3.32. Схема датчика динамической составляющей тока

к входу усилителя в направлении, противоположном напряжению тахогенератора. Поскольку коэффициент усиления устройства велик, то $E_x \approx U$ и выходное напряжение изменяется почти пропорционально динамическому току двигателя:

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{r_y}{r_x} \frac{U}{B} \approx \frac{k}{\Phi} \frac{d\omega}{dt},$$

где B — безразмерная и k — размерная постоянные величины.

§ 3. 19. Электрические микромашины

Электрические микромашины применяются: а) в качестве основных двигателей обычных приводов малой мощности, а также исполнительных двигателей следящих приводов и б) как элементы управления и регулирования автоматизированными электроприводами. Характеристики основных электродвигателей приводов, в том числе и микродвигателей, приведены в гл. II. Как элементы систем управления приводами электрические машины выполняют роль: а) двигателей,

приводящих в движение управляющие и регулирующие механизмы и устройства, например командоаппараты, реостаты и т. п.; б) тахогенераторов, осуществляющих обратную связь в автоматических системах; в) усилителей, позволяющих управлять повышенными мощностями посредством воздействия на маломощные цепи.

В системах управления электроприводами в принципе могут быть использованы различные микродвигатели. На практике для указанных целей наибольшее распространение находят асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором как весьма простые и надежные в работе и регулируемые двигатели постоянного тока. В качестве элементов обратной связи систем автоматизированных приводов получили распространение: асинхронные тахогенераторы и тахогенераторы постоянного тока.

В следящих приводах, кроме исполнительных микродвигателей и тахогенераторов, используются специальные микромашины — сельсины, выполняющие роль измерителей рассогласования.

Сельсины. Специальные однофазные индукционные микромашины систем синхронной передачи и следящих систем называются сельсинами. Они получили большое распространение для измерения на расстоянии угловых перемещений и положений, а также для управления в следящих приводах в качестве измерителей рассогласования и других автоматических устройствах. По устройству обычный сельсин в принципе подобен асинхронной (индукционной) машине с контактными кольцами. Он имеет однофазную обмотку на роторе и трехфазную обмотку на статоре. По конструкции наибольшее распространение получили сельсины с явнополюсным и цилиндрическим роторами.

Обычные сельсины со скользящими контактами на роторе называются контактными. Существуют также бесконтактные сельсины. В бесконтактном сельсине и однофазная и трехфазная обмотки неподвижны, что достигается благодаря специальной конструкции магнитной системы. По выполняемым функциям в системах сельсины подразделяются на следующие типы:

1. Сельсин-датчик, однофазная обмотка которого возбуждается переменным током, а на зажимах вторичной обмотки создаются напряжения, зависящие от угла поворота его вала относительно статора.

2. Сельсин-трансформатор, к трехфазной обмотке которого подводится напряжение от сельсина-датчика, соответствующее некоторому углу поворота его вала, а на зажимах однофазной обмотки создается напряжение, пропорциональное синусу разности углов поворота роторов обоих сельсинов.

3. Сельсин-приемник, однофазная обмотка которого возбуждается от сети, а трехфазная — от напряжений сельсина-датчика, являющихся функцией относительного угла поворота его вала. Вращающий момент приемника пропорционален синусу разности углов поворота датчика и приемника. Такая система датчик — приемник применяется в частности для измерительных целей и называется индикаторной.

4. Дифференциальный сельсин, имеющий трехфазные обмотки на статоре и роторе и включающийся во вторичную цепь системы. Он может исполнять роль датчика и приемника.

Рассмотрим принцип работы и основные характеристики сельсинов в следящей системе, схема которой приведена на рис. 3.33. Здесь на выходной обмотке сельсина-трансформатора

получается напряжение, пропорциональное синусу разности угловых положений двух роторов. Сельсин-датчик имеет явнополюсный ротор, а сельсин-трансформатор — цилиндрический ротор. В последнем постоянный воздушный зазор между статором и ротором обеспечивает минимальное изменение полного входного сопротивления при повороте его вала. Однофазная обмотка датчика, питаемая от

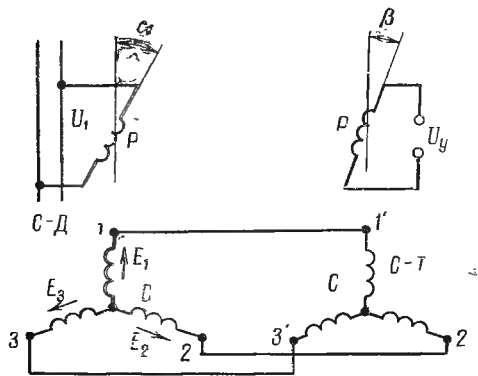


Рис. 3.33. Схема сельсинов в трансформаторном режиме

сети переменного тока, образует пульсирующее магнитное поле, ось которого совпадает с осью обмотки ротора. Это поле наводит в трех вторичных обмотках статора э. д. с., величины и знаки которых зависят от пространственных углов между первичной и вторичной обмотками.

Обозначим через α угол между осью обмотки возбуждения ротора и осью обмотки статора I (см. рис. 3.33). Если мгновенное значение э. д. с. в фазе статора I при совпадении ее оси с осью обмотки возбуждения равно $e_{10} = E_m \sin \omega t$, то очевидно, что при повороте ротора относительно статора на угол α будем иметь для э. д. с. в фазах статора:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= E_m \sin \omega t \cos \alpha, \\ e_2 &= E_m \sin \omega t \cos (\alpha - 120^\circ), \\ e_3 &= E_m \sin \omega t \cos (\alpha - 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (3.41)$$

Амплитуды огибающих кривых э. д. с. в соседних фазах смещены на угол 120° . Э. д. с. на зажимах обмотки статора сельсина-датчика:

$$e_{12} = e_2 - e_1, \quad e_{23} = e_3 - e_2 \text{ и } e_{31} = e_1 - e_3.$$

Напряжения, соответствующие этим э. д. с., подводятся к входным зажимам сельсина-трансформатора. Токи, вызываемые этими напряжениями, создают магнитный поток в сельсине-трансформаторе, совпадающий по направлению с осью обмотки возбуждения. При угле $\alpha = 0$ напряжение на зажимах 2—3 равно нулю. Это положение называется *электрическим нулем* сельсина-датчика. Для действующих значений э. д. с. аналогично имеем:

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= E \cos \alpha; \\ E_2 &= E \cos (\alpha - 120^\circ); \\ E_3 &= E \cos (\alpha - 240^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (3.42)$$

где E — наибольшее действующее значение фазной э. д. с. Эти э. д. с. вызывают токи в фазных цепях сельсинов:

$$I_1 = \frac{E_1}{Z_{12}}; \quad I_2 = \frac{E_2}{Z_{12}} \text{ и } I_3 = \frac{E_3}{Z_{12}}. \quad (3.43)$$

Здесь Z_{12} — полное сопротивление фазной цепи сельсинов. Каждый из этих токов создает пульсирующий магнитный поток. Составляющие э. д. с., индуцируемые пульсирующими потоками в управляющей обмотке ротора сельсина-трансформатора:

$$\left. \begin{aligned} E'_1 &= X I_1 \cos \beta; \\ E'_2 &= X I_2 \cos (\beta - 120^\circ); \\ E'_3 &= X I_3 \cos (\beta - 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

Здесь X — индуктивное сопротивление, обусловленное взаимоиндуктивностью обмотки статора и ротора сельсина-трансформатора; β — угол между осями обмотки статора I и управляющей обмотки ротора.

Результирующая э. д. с. управляющей обмотки равна сумме ее составляющих:

$$E_y = E'_1 + E'_2 + E'_3.$$

После подстановки и преобразования имеем:

$$E_y = \frac{3}{2} \frac{XE}{Z_{12}} \cos \theta = E_{ym} \cos \theta, \quad (3.45)$$

где $\theta = (\alpha - \beta)$ — угол рассогласования сельсинов.

Соответственно для напряжения на зажимах управляющей обмотки

$$U_y = U_m \cos \theta. \quad (3.46)$$

Обычно за согласованное положение роторов сельсинов принимают такое, при котором управляющее напряжение равно нулю, что соответствует углу рассогласования в 90° . В этом случае $\theta = \theta_1 - 90^\circ$, так как ошибка θ_1 отсчитывается от положения рассогласования, равного 90° :

$$U_y = U_m \cos(\theta_1 - 90^\circ) = U_m \sin \theta_1. \quad (3.47)$$

Это уравнение показывает, что выходное электрическое напряжение сельсина-трансформатора, пропорциональное синусу разности углов роторов сельсинов, является мерой механического рассогласования их роторов. Кривая выходного напряжения сельсина в функции угла рассогласования, приведенная на рис. 3.34, показывает, что при любом заданном угловом поло-

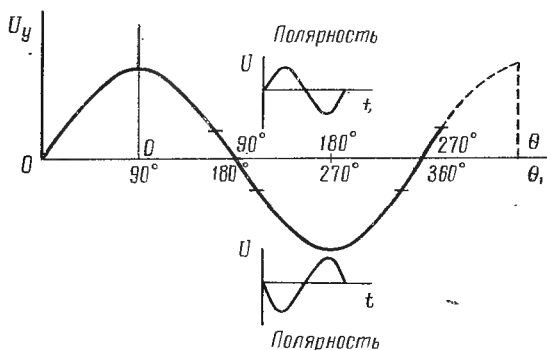


Рис. 3.34. Выходное напряжение сельсина-трансформатора.

жении сельсина-датчика возможны два положения сельсина-трансформатора с нулевым выходным напряжением обмотки ротора, смещенных одно относительно другого на 180° . Они отличаются тем, что при повороте ротора из этих положений в каком-нибудь одном направлении появляются выходные напряжения противоположной полярности. При этом изменение направления поворота ротора вызывает перемену полярности указанных напряжений.

Для сельсина-трансформатора характерной величиной является крутизна зависимости $U_y = \varphi(\theta_1)$ в начале кривой или чувствительность по напряжению

$$K_U = \frac{\Delta U_y}{\Delta \theta_1}. \quad (3.48)$$

Эта величина для сельсинов равна примерно 1 в/град .

Индикаторный режим работы сельсинов существенно отличается от трансформаторного. В этой системе обмотка ротора сельсина-приемника, так же как и подобного ему по устройству

сельсина-датчика, возбуждается от сети переменного тока, а одноименные фазные обмотки статоров соединены между собой (рис. 3.35). Если повернуть ротор датчика на некоторый угол или вращать его с определенной скоростью, то ротор приемника следует за ним с некоторым углом рассогласования под действием синхронизирующего вращающего момента. Так как фазные обмотки сельсин-ов включены встречно, то результирующая э. д. с. в цепях равна разности э. д. с. обмоток датчика и приемника:

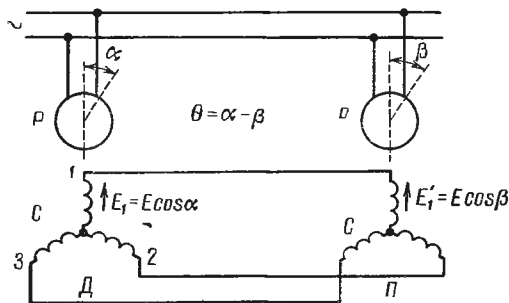


Рис. 3.35. Сельсины в индикаторном режиме

$$\left. \begin{aligned} \Delta E_1 &= E'_1 - E_1 = E \cos \beta - E \cos \alpha = 2E \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2}; \\ \Delta E_2 &= 2E \sin \left(\frac{\alpha + \beta}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\alpha - \beta}{2}; \\ \Delta E_3 &= 2E \sin \left(\frac{\alpha + \beta}{2} - 240^\circ \right) \sin \frac{\alpha - \beta}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.49)$$

Эти э. д. с. вызывают уравнивающие токи в фазовых цепях статоров. Взаимодействие поперечной составляющей результирующей н. с. статора с потоком ротора приемника определяют значение его синхронизирующего электромагнитного момента. Синхронизирующий момент сельсина-приемника (ΔM) при малых углах рассогласования

$$M \approx M_m \sin \theta. \quad (3.50)$$

Максимальное значение синхронизирующего момента (ΔM)

$$M_m \approx 0,7 \frac{E^2}{\omega_1} \frac{X_q}{r_q^2 + X_q^2}, \quad (3.51)$$

где E — наибольшее значение действующей э. д. с. одной фазы;

r_q и X_q — активное и индуктивное сопротивление фазы обмотки статора приемника по поперечной оси;

ω_1 — круговая частота цепи возбуждения.

Аналогичный вращающий момент, но противоположного направления, возникает и в сельсине-датчике.

Величина максимального синхронизирующего момента сельсина имеет существенное значение для системы синхронной пе-

редачи. Наряду с этим имеет значение удельный синхронизирующий момент, выражающий крутизну характеристики $M = \varphi(\theta)$ вблизи $\theta \approx 0$;

$$M_y = \frac{dM}{d\theta} \approx \frac{\Delta M}{\Delta \theta}. \quad (3.52)$$

В области малых углов $\sin \theta \approx \theta$ удельный синхронизирующий момент (дж/град)

$$M_y = \frac{\pi}{180} 0,7 \frac{E^2}{\omega_1} \frac{X_q}{r_q^2 + X_q^2}. \quad (3.53)$$

Электромагнитные вращающие моменты стремятся расположить роторы сельсинов в одинаковое положение, т. е. синхронизировать их. Свойство самосинхронизации — важнейшая особенность сельсинов. Устойчивое положение ротора приемника соответствует нулевому значению угла рассогласования $\theta_1 = 0$. При изменении этого угла в ту или другую сторону возникает синхронизирующий момент, стремящийся повернуть ротор в исходное согласованное положение. Положение ротора при $\theta_1 = 180^\circ$ характеризуется неустойчивым равновесием, называемым неустойчивым нулем сельсина. В этом случае ротор при отклонении его положения от $\theta_1 = 180^\circ$ поворачивается в ту или другую сторону до положения $\theta_1 = 0$ или $\theta_1 = 360^\circ$.

Тахогенераторы. Специальная электромашина, выходное напряжение которой практически пропорционально скорости вращения ее ротора, называется тахогенератором. Тахогенераторы применяются для измерения скорости вращения машин, в следящих системах в качестве элементов обратной связи, а также в счетно-решающих устройствах как дифференцирующие и интегрирующие звенья. На практике получили распространение два основных типа тахогенераторов: асинхронные и постоянного тока.

Асинхронные тахогенераторы по устройству ротора разделяются на тахогенераторы с полым немагнитным ротором и с короткозамкнутой обмоткой ротора. Первым отдается предпочтение перед вторыми в связи с их малой инерционностью. Конструкция тахогенератора с полым ротором не отличается от управляемого асинхронного микродвигателя. В пазах статора расположены две обмотки, смещенные между собой на 90 эл. град. (рис. 3.36, *а* и *б*), обмотка возбуждения, питаемая от сети, и выходная (генераторная) обмотка, присоединенная к усилителю или измерительному прибору.

Обмотка возбуждения создает пульсирующее магнитное поле Φ_1 . Если ротор неподвижен, то э. д. с. в выходной обмотке равна нулю из-за отсутствия взаимоиндуктивности между обмотками. Во вращающемся роторе индуцируется э. д. с. вра-

щения, ток, вызывающий поток Φ_2 , направленный по оси выходной обмотки. Пульсируя с частотой, пропорциональной скорости вращения ротора $f_v = \frac{pn}{60}$, поток Φ_2 наводит в выходной обмотке э. д. с. E_2 , линейно зависящую от скорости ротора при определенных пределах изменения последней. Для тахогенераторов, являющихся по существу измерительными устройствами скорости, важное значение имеют: крутизна характеристики $U_2 = \varphi(n)$ или относительная чувствительность, а также величины погрешностей и остаточных напряжений. На рис. 3.36, в представлена зависимость выходного напряжения

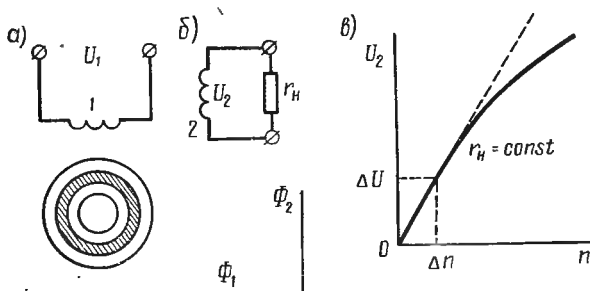


Рис. 3.36. Асинхронный тахогенератор:

а) схема; б) векторы потоков; в) характеристики

от скорости вращения тахогенератора. Крутизна характеристики в линейной области для разных типов измерителей скорости лежит в пределах

$$k = \frac{\Delta U}{\Delta n} = 1 \div 10 \text{ в на } 1000 \text{ об/мин.}$$

Линейный характер указанной зависимости нарушается при сравнительно больших значениях скорости. Это вызывает амплитудную погрешность асинхронного тахогенератора

$$\Delta U = \frac{U'_2 - U_2}{U_2} 100\%. \quad (3.54)$$

Причина этой погрешности состоит в том, что при работе тахогенератора имеет место реакция токов ротора и изменение параметров обмоток статора и ротора, несколько снижающих поток возбуждения и э. д. с. выходной обмотки. Если пространственный сдвиг между обмотками статора не равен 90° , то появляется дополнительная погрешность, обусловленная наличием взаимной индуктивности между ними, наведением трансформаторной э. д. с. в выходной обмотке пульсирующим потоком возбуждения.

Тахогенераторы постоянного тока могут быть с независимым возбуждением и с возбуждением постоянными магнитами. Вторые имеют преимущество перед первыми в отношении постоянства магнитного потока возбуждения и пропорциональности э. д. с. скорости якоря ввиду отсутствия источника питания и связанного с ним влияния изменения напряжения и температуры на ток возбуждения и магнитный поток. В этих генераторах отклонение характеристики $U=\varphi(n)$ от линейной вызывается двумя основными факторами: падением напряжения в цепи якоря (обмотке и щеточном контакте) и размагничивающим действием реакции якоря. Влияние этих факторов усиливается при увеличении скорости вращения и тока якоря (уменьшении сопротивления нагрузки). Крутизна характеристик $U=\varphi(n)$ различных серийных типов тахогенераторов изменяется в больших пределах: примерно от 10 до 230 в на 1000 об/мин. Крутизна основной характеристики тахогенераторов постоянного тока может быть значительно большей, чем генераторов переменного тока.

Отличительная особенность тахогенератора постоянного тока по сравнению с тахогенератором переменного тока состоит в следующем. Момент на его валу имеет значительную величину из-за трения щеток о коллектор (порядка $7 \cdot 10^{-3}$ н·м) и может создавать заметную нагрузку для маломощного исполнительного двигателя. У этих тахогенераторов отсутствует остаточное напряжение в выходной обмотке при неподвижном якоре, не пересекающем неподвижное магнитное поле полюсов. Однако выпрямленное коллектором выходное напряжение на щетках тахогенератора подвержено периодическим пульсациям. Главными источниками пульсаций выходного напряжения являются: неодинаковая, изменяющаяся при вращении якоря, длина воздушного зазора между якоре и полюсами, обусловленная несовершенством технологии производства; периодическое изменение магнитного сопротивления воздушного зазора под полюсом при вращении зубчатого якоря вследствие изменения суммарной ширины пазов, расположенных под полюсом; вибрация щеточных контактов из-за их несовершенства; непостоянство числа секций в одной параллельной ветви при вращении якоря. Все это уменьшает точность работы тахогенератора.

§ 3. 20. Электромагнитные муфты

Электромагнитный механизм, передающий вращающий момент от ведущего вала двигателя к ведомому валу рабочей машины, называется электромагнитной муфтой. С ее помощью производится управление передачей механической энергии посредством электрического сигнала. Во многих современных

приводах и устройствах применяются разнообразные типы и конструкции таких муфт. Они подразделяются на три основные группы: 1) электромагнитные муфты сцепления (фрикционные), или муфты с механической связью и электромагнитным управлением; 2) электромагнитные муфты скольжения, или муфты магнитной связи с аналогичным управлением; 3) электромагнитные муфты сцепления — скольжения, или муфты электромеханической связи с электромагнитным управлением (ферропорошковые). В первой ведущая и ведомая части соединяются между собой механически, во второй — связь между частями осуществляется лишь посредством магнитного потока и в третьей — используются и механическая и магнитная связь. Муфты выполняются с вращающимися втягивающими катушками со скользящими контактами и с неподвижными катушками — бесконтактными. Они могут быть неревёрсивными и реверсивными.

Электромагнитные муфты сцепления применяются для сцепления и расцепления двух валов системы передачи, в частности для соединения вала электродвигателя с валом рабочей машины. Механическая связь частей этой муфты достигается за счет тягового усилия электромагнита. На практике применяются однодисковые и многодисковые муфты. Многодисковые муфты обладают преимуществом перед простыми однодисковыми как по габаритам, так и по возможности регулирования вращающего момента. Наряду с контактными строятся также бесконтактные муфты, характеризующиеся повышенной надежностью в работе.

Бесконтактная муфта, приведенная на рис. 3.37, имеет неподвижную втягивающую катушку 7 и корпус 8, закрепленный на втулке 10. Якорь 6 связан с втулкой 10 скользящей шпонкой. Тяговое усилие от якоря на корпус передается через винты 2, шайбу 1, фрикционные диски 3—4, опорную шайбу 5 и втулку 10. Если катушка лишается тока, якорь отходит от корпуса благодаря пружинам 9 и муфта расцепляется. В муфте сцепления под действием электромагнитного тягового усилия якорь притягивается к корпусу и благодаря силам трения между поверхностями дисков происходит сцепление валов

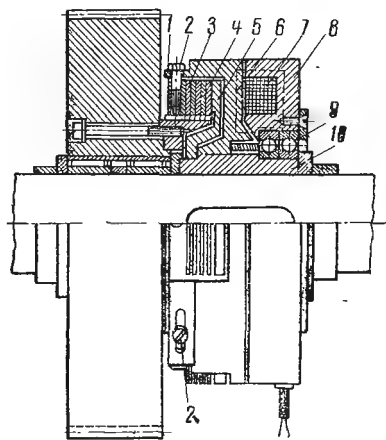


Рис. 3.37. Электромагнитная многодисковая бесконтактная муфта сцепления

с передачей вращающего момента. Таким путем может быть передан максимальный вращающий момент

$$M_m = k_{тр} (c - 1) R_{ср} = F, \quad (3.55)$$

где $F = \frac{B^2 S}{2\mu_0}$ — тяговое электромагнитное усилие;

S — площадь соприкосновения;

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха;

$k_{тр}$ — коэффициент трения;

c — число трущихся поверхностей;

$R_{ср}$ — средний радиус дисков;

Номинальный вращающий момент муфты

$$M_n = \frac{M_m}{k_m},$$

где $k_m = M_m/M_n$ — кратность максимального момента или перегрузочная способность муфты.

При перегрузке рабочей машины, когда $M_c > M_m$, муфта проскальзывает. Следовательно, такая муфта может защищать установку от механических перегрузок.

Электромагнитные муфты скольжения применяются для регулирования скорости вращения рабочих машин с нерегулируемыми электродвигателями, стабилизации скорости вращения и частоты синхронных генераторов при переменной скорости вращения их первичных двигателей, получения гибкой упругой связи между двигателем и рабочим механизмом, а также в других специальных случаях.

В рассматриваемой муфте связь между ведущей и ведомой частями осуществляется лишь посредством магнитного потока.

По устройству полюсов магнитной системы муфты скольжения подразделяются на три основных типа: а) индукторные с полюсами одноименной полярности по окружности вращения (униполярные); б) индукторные с клювообразными полюсами разноименной полярности по окружности вращения; в) с нормальными явновыраженными полюсами.

Для передачи малых и средних вращающих моментов обычно применяются индукторные муфты, а для установок большой мощности муфты с нормальными явновыраженными полюсами. По типу якоря муфты скольжения бывают: со стальным якорем без обмотки в виде полого цилиндра, с короткозамкнутой обмоткой якоря и с фазной обмоткой якоря. Устройство широко применяемой индукторной муфты со стальным наружным якорем без обмотки схематически изображено на рис. 3.38. Здесь B — обмотка возбуждения, питаемая постоянным током через два контактных кольца со щетками, расположенная в кольцевом пазу индуктора униполярного типа $И$. На поверхности индуктора равномерно чередуются зубцы с пазами. Относительное

вращение ведомой и ведущей частей сопровождается индуктированием э. д. с. в массивном якоре вследствие периодического изменения магнитной проводимости, обусловленной непрерывным чередованием зубцов и пазов возбужденного индуктора под внутренней поверхностью якоря. Взаимодействие магнитного потока с вихревыми токами якоря обуславливает вращающий момент. В энергетическом отношении муфта скольжения подобна в основном асинхронной машине. Суммарные потери в муфте

$$\Delta P = \Delta P_{s2} + \Delta P_B + \Delta P_M. \quad (3.56)$$

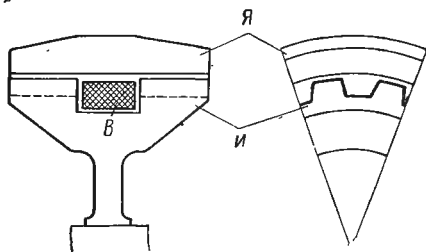


Рис. 3.38. Индукторная муфта скольжения

Здесь

$$\Delta P_{s2} = (\omega_1 - \omega_2) M = s P_1 \quad (3.57)$$

электрические потери мощности в цепи якоря;

P_1 — мощность на ведущем валу;

ΔP_B — потери мощности в цепи возбуждения;

ΔP_M — механические потери.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} = (1 - s) - \Delta \eta, \quad (3.58)$$

где

$$\Delta \eta = \frac{\Delta P_B + \Delta P_M}{P_1}.$$

Без учета потерь в цепи возбуждения и механических потерь при $\Delta \eta \approx 0$

$$\eta \approx (1 - s). \quad (3.59)$$

Для электропривода с муфтой скольжения важное значение имеют его механические характеристики. Методика расчета таких характеристик дается в § 4.8.

Электромагнитные муфты сцепления-скольжения (ферропорошковые) широко применяются в следящих и других приводах. Воздушный зазор такой муфты заполнен ферромагнитным порошком, в котором действуют и электромагнитные и механические, т. е. электромеханические силы, передающие вращающий момент от двигателя к ведомому валу. Находясь в магнитном поле, ферромагнитный порошок обладает и вязкостью и пластичностью. Процесс передачи вращающего момента непосредственно связан здесь с вязкостью наполнителя. Имеется много конструктивных разновидностей муфт с ферропорош-

ковым наполнителем. Наиболее распространены на практике униполярные муфты, у которых ось обмотки возбуждения совпадает с осью вращения. По форме рабочей поверхности они бывают цилиндрическими и дисковыми с одним или несколькими рабочими зазорами; в зависимости от типа токопровода — с контактными кольцами и бесконтактные. Схемы униполярных ферропорошковых муфт: простой по конструкции с одной цилиндрической рабочей поверхностью и контактными кольцами и более сложной с двумя цилиндрическими рабочими поверхностями без контактных колец, приведены на рис. 3.39, а и б.

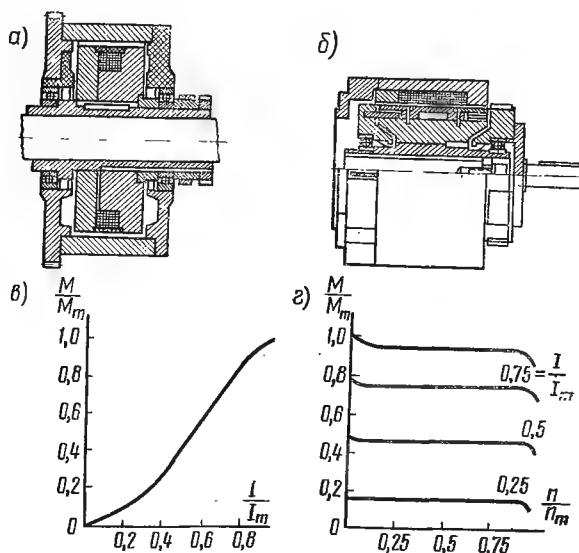


Рис. 3.39. Ферропорошковые муфты:

а) с контактными кольцами; б) бесконтактная; в, г) характеристики

Как уже отмечалось, процесс образования связи между ведущим и ведомым частями муфты основывается на электромагнитных и механических силах, действующих в ферромагнитной среде, оказывающих непосредственное влияние на ее вязкость и передаваемый момент вращения. Последний для муфты с одной цилиндрической поверхностью

$$M = \tau_1 SR, \quad (3.60)$$

где $\tau_1 = \varphi(I\omega)$ — удельная сила сцепления на поверхности цилиндра рассматриваемой муфты, зависящая от н. с. возбуждения;

S — поверхность рабочего цилиндра;

R — радиус рабочего цилиндра.

Примерная зависимость вращающего момента от тока возбуждения, а также механические характеристики ферропорошковой муфты показаны на рис. 3.39, в, г. Механические характеристики этого типа муфты занимают промежуточное положение между характеристиками муфты сцепления и скольжения. Рабочие характеристики таких муфт менее стабильны, чем других ввиду изменения свойств наполнителя в процессе эксплуатации.

Общее сопоставление параметров и характеристик электромагнитных муфт. Кратность максимального момента M_m/M_n , характеризующая перегрузочную способность, выше у муфт скольжения (1,2 ÷ 3,0) и ферропорошковых муфт (в среднем 1,3), чем у муфт сцепления (1,1). Коэффициент усиления P_2/P_y , имеющий важное значение для системы управления, более высок у муфты сцепления и достигает величины порядка 10^4 . Для работы в релейном режиме выбираются фрикционные и ферропорошковые муфты. Они являются наиболее быстродействующими: время включения 0,03 ÷ 0,3 сек, время отключения 0,01 ÷ 0,3 сек. Число срабатываний может достигать 700 в час. Механические характеристики показывают, что в отношении регулирования скорости вращения сравнительно лучшими возможностями обладают муфты скольжения. Регулирование скорости посредством муфт сцепления практически исключается. Рабочие свойства электромагнитных муфт определяют их области применения. Муфты сцепления, работающие в двух крайних режимах «включено — выключено», используются в приводах подач с ограниченными перемещениями, в следящих системах и счетно-решающих устройствах. Муфты скольжения, как отмечалось ранее, применяются для регулирования скорости вращения рабочих машин и механизмов и в других специальных установках. Ферропорошковые муфты с электро-механической связью могут работать без скольжения «включено — выключено», а также со скольжением. Они используются в следящих системах, в приводах подач ограниченных перемещений, для пуска и торможения рабочих машин и в других устройствах. Характеристики муфты должны быть согласованы с механическими характеристиками приводного электродвигателя и рабочего механизма.

Глава IV

МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

§ 4. 1. Классификация методов регулирования скорости

Проблема регулирования скорости вращения электроприводов имеет большое значение. В настоящее время существует много различных способов решения этой задачи. Дадим по возможности обобщенную классификацию методов регулирования скорости вращения всех типов электродвигателей. Исходными электромагнитными переменными, существенно влияющими на скорость двигателя, являются напряжение u , магнитный поток Φ и параметр x , r . Эти различные по природе электрические величины взаимосвязаны и взаимообусловлены, хотя и неодинаково в различных электромеханических системах.

Например, магнитный поток почти пропорционален напряжению в асинхронных и коллекторных машинах переменного тока с параллельным возбуждением при постоянной частоте. Тогда как в синхронных двигателях (при постоянной частоте) и двигателях постоянного тока с независимым возбуждением напряжение якоря влияет на поток вследствие изменения тока, зависящего от напряжения (при заданной нагрузке на валу) и реакции якоря. Однако наличие взаимосвязи между напряжением, потоком и параметром не лишает их фундаментального значения. Следующим важнейшим фактором является мера каждой электромагнитной переменной. Одна лишь величина не исчерпывает меры. В общем случае мера каждой фундаментальной переменной включает четыре составляющих: величину или амплитуду A , частоту напряжения f или скорость потока ω , асимметрию a , относительную длительность действия ε . Общий случай, где могут проявиться все упомянутые четыре стороны (меры), относится к машинам переменного тока. В системах же постоянного тока мера содержит только две составляющие: величину и длительность действия. Главную роль играют — величина в машинах постоянного тока, величина (амплитуда) и частота (скорость) в машинах переменного тока.

Для регулирования имеет значение не только величина и частота, но и такой фактор, как относительная длительность действия электромагнитной переменной

$$\varepsilon = \frac{t_{\text{в}}}{t_{\text{в}} + t_0},$$

где $t_{\text{в}}$ — длительность действия (включения);

t_0 — длительность отключения напряжения или параметра.

При прерывистом изменении подводимого к машине напряжения или включаемого параметра на первый план по значению выступает относительная длительность действия ε . Асимметрия многофазного напряжения определяется отношением его составляющих обратной и прямой последовательности или соответствующих им магнитных потоков. Все электрические машины располагаются в ряд по их регулировочным возможностям. Такой ряд образуют коллекторные и бесколлекторные машины. Наличие выпрямителя или преобразователя частоты коллектора и обусловленных им особенностей составляет основу хороших регулировочных свойств, которыми отличаются двигатели постоянного тока и коллекторные двигатели переменного тока. За ними располагаются асинхронные бесколлекторные и синхронные двигатели. Последние, как известно, обладают низкими регулировочными свойствами.

Классификация методов регулирования скорости вращения электрических двигателей представлена в форме круговой таблицы (рис. 4.1). По окружности расположены три различные физические величины — напряжение u , магнитный поток Φ и параметр x, r , взаимосвязанные между собой, а также их меры — величина A_m , частота f (скорость), асимметрия a и длительность действия ε . Взаимосвязи между соответствующими переменными, а также между их мерами условно отмечены стрелками.

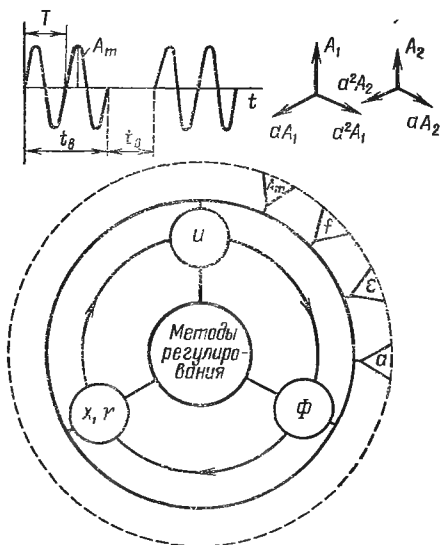


Рис. 4.1. Классификационная диаграмма методов регулирования скорости вращения электродвигателей

§ 4. 2. Техничко-экономические показатели качества регулируемого электропривода

Качество способов регулирования скорости электроприводов можно оценить рядом показателей. К основным из них относятся:

1. Диапазон регулирования — это отношение максимальной скорости к минимальной.

2. Плавность регулирования, равная отношению большей скорости к меньшей двух соседних ступеней: $n_k/n_{k\pm 1}$. Она изменяется от величины, близкой единице при практически плавном регулировании, до двух — при ступенчатом.

3. Жесткость механической характеристики, выражаемая в виде отношения приращения момента к приращению скорости вращения: $\Delta M : \Delta n$. Чем больше эта величина, тем меньше изменяется скорость в процессе изменения нагрузки двигателя.

4. Допускаемая полезная мощность (или момент) на валу в регулируемой зоне, определяемая максимально допустимой температурой нагрева изоляции обмоток двигателя.

5. Коэффициент усиления мощности регулируемой системы, равный отношению выходной мощности к регулирующей. С уменьшением регулирующей мощности упрощаются и удешевляются средства автоматизации.

6. К. п. д. системы в зоне регулирования

$$\eta = 1 - \frac{\Delta P}{P_2 + \Delta P},$$

где P_2 — мощность на валу двигателя;

ΔP — суммарные потери мощности.

7. Экономичность системы регулирования, включающая затраты на оборудование, эксплуатационные расходы и другие факторы.

Из большого числа возможных способов регулирования кратко рассмотрим наиболее распространенные или же представляющие перспективный интерес.

§ 4. 3. Частотное регулирование электроприводов

Задача регулирования скорости асинхронных двигателей, как наиболее простых, надежных и распространенных, имеет существенное значение. В этом направлении достигнут определенный прогресс, однако задача пока полностью не решена. Частотное регулирование скорости бесколлекторных двигателей

в принципе весьма перспективное, практически пока еще дорогое из-за недостаточного совершенства преобразователей частоты. В ряде областей частотное управление электроприводами оказывается рациональным и успешно используется. Это относится к согласованному управлению большим числом однотипных электроприводов и другим специальным установкам.

Частотное регулирование применяется в приводах прядильных и крутильных машин текстильной промышленности. Большое число электроверетен в каждой из таких машин, согласованно управляемых одним преобразовательным агрегатом, дает преимущество частотному методу регулирования перед остальными. Индивидуальные электроприводы с частотным управлением применяются в ватерах для сухого прядения джутовой и пеньковой пряжи, в машинах мокрого прядения льна и пеньки, в прядильных машинах синтетического волокна и др. Частотное регулирование основано на прямой зависимости между частотой и скоростью вращения магнитного потока $n_1 = 60f_1 : p$.

Скорость вращения ротора определяется скоростью вращения поля и скольжением $n = n_1(1-s)$.

Из соотношения $U_1 \approx E_1 = kf_1\Phi_m$ вытекает, что одновременно с частотой следует в том же направлении изменять и величину напряжения.

Для обеспечения условий постоянства кратности максимального момента следует выполнить следующее известное соотношение между частотой и величиной напряжения:

$$\frac{U_1}{U_H} = \frac{f_1}{f_H} \sqrt{\frac{M}{M_H}}. \quad (4.1)$$

При этом полезная мощность двигателя

$$\frac{P}{P_H} = \frac{f_1}{f_H} \frac{M}{M_H}. \quad (4.2)$$

Здесь U_1 , M и P — соответственно напряжение, момент и мощность, отвечающие текущей частоте f_1 .

Если момент вращения на валу постоянен и равен номинальному, то напряжение должно изменяться примерно в такой же мере, как и частота,

$$\frac{U_1}{U_H} \approx \frac{f_1}{f_H}. \quad (4.3)$$

Характеристики двигателя при заданном соотношении между частотами и величинами напряжения можно рассчитать по известной эквивалентной схеме (рис. 4.2, а). В этой схеме параметр управления $\alpha = f_1 : f_{1H}$, параметр нагрузки $\beta = f_2 : f_{1H}$ и относительное напряжение $\gamma = U_1 : U_{1H}$. Индуктивные сопротивления даны при номинальной частоте.

Из эквивалентной схемы известным способом выводятся расчетные соотношения при частотном регулировании. Для режима номинального (пропорционального) управления $U_1 : f_1 = \text{const}$ зависимость момента от скорости получается следующей:

$$M = \frac{m_1 U_{1H}^2}{\omega_{1H} [(1 + \tau_2) r_1 a + (1 + \tau_1) r_2' b]^2 + \frac{b r_2'}{+ \omega_{1H} \left[(1 + \tau_2) x_1 + x_2' - \left(\frac{r_1}{x_1} \tau_1 a \right) r_2' b \right]^2}}, \quad (4.4)$$

где $\tau_1 = \frac{x_1}{x_0}$, $\tau_2 = \frac{x_2'}{x_0}$, $a = \frac{1}{\alpha}$, $b = \frac{1}{\beta}$.

Механические характеристики двигателя небольшой мощности, рассчитанные по (4.4), изображены на рис. 4.2, б. Эти кри-

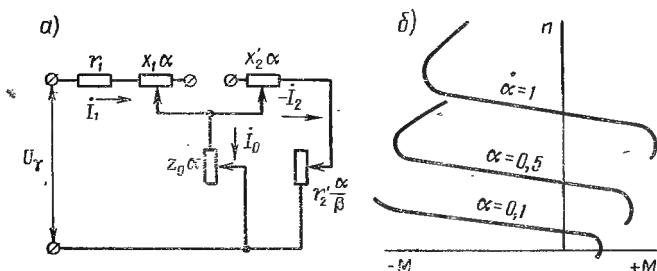


Рис. 4.2. Эквивалентная схема и характеристики асинхронной машины при переменной частоте и напряжении

вые показывают, что при управлении по закономерности $U_1/f_1 = \text{const}$ характеристики в области низких частот и напряжений ухудшаются. Это объясняется влиянием сопротивления статорной обмотки r_1 , которое при больших частотах значительно меньше $x_k = x_1 + x_2'$, т. е. $M_m \equiv U_1^2$, а при малых частотах это соотношение нарушается, так как x_k становится сравнимым по величине с сопротивлением статора r_1 , что приводит к уменьшению критического момента. Очевидно, что чем меньше мощность двигателя, тем сильнее влияние указанного параметра.

Для сохранения перегрузочной способности при снижении частоты отношение U_1/f_1 увеличивают посредством автоматической корректировки. Этим компенсируется влияние увеличения падения напряжения в сопротивлении статора.

Системы с электромашинными преобразователями частоты. Техничко-экономические показатели зависят от преобразователя частоты. В настоящее время применяются следующие электро-

машинные системы: а) асинхронный бесколлекторный преобразователь частоты; б) преобразователь частоты с синхронным генератором; в) преобразователь частоты с компенсированным коллекторным генератором. Схемы этих преобразователей показаны на рис. 4.3.

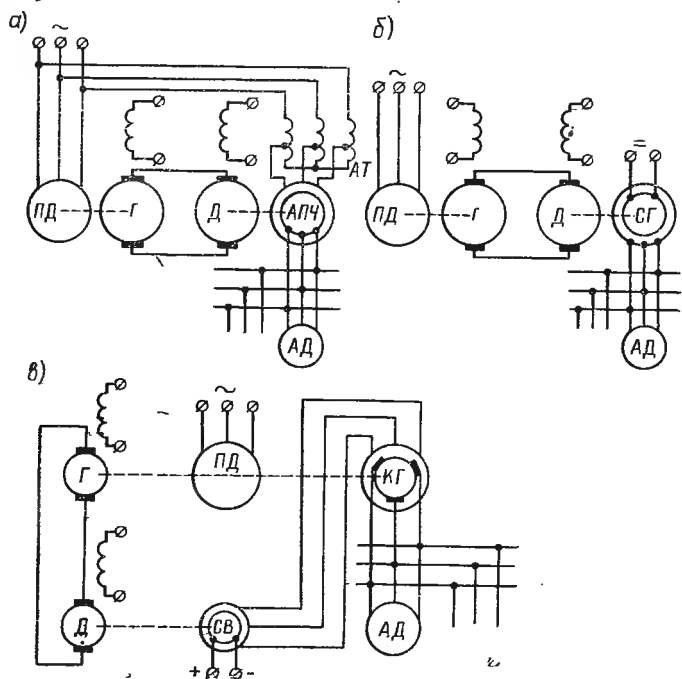


Рис. 4.3. Схемы электромашинных преобразователей частоты

Асинхронным преобразователем частоты (АПЧ) (рис. 4.3, а) является асинхронная машина с контактными кольцами, приводимая во вращение с переменной скоростью регулируемым приводом того или иного типа. Как известно, для асинхронного преобразователя

$$s = f_2 : f_1, n = n_1 (1 - s), P_2 = (1 - s) P, \quad (4.5)$$

где P_2 — мощность на валу. Из этих соотношений следует, что асинхронная машина при частоте в роторе, меньшей частоты в статоре, отдает механическую мощность машине постоянного тока, а при частоте, большей частоты сети, получает мощность от машины постоянного тока. При удвоенной частоте в роторе мощность асинхронного преобразователя равна мощности машин постоянного тока. Установленная суммарная мощность всех машин при $f_2 = 2f_1$ в 2 раза больше мощности, потребляемой

асинхронными регулируемы́ми двигателями. В схеме преобразователя автотрансформатор AT для некоторого повышения напряжения, компенсирующего падение напряжения в активном сопротивлении статора при низких частотах в роторе. Рассматриваемая схема достаточно сложная и дорогая.

Система с синхронным преобразователем частоты (рис. 4.3, б) также содержит четыре машины, однако их установленная мощность, как это видно из схемы, превосходит мощность регулируемых двигателей примерно в 4 раза. В этом отношении данная система при повышенных частотах явно уступает системе с асинхронным преобразователем. Ее положительной особенностью является простота регулирования напряжения, что существенно в области низких частот, где требуется повышение напряжения, подводимого к асинхронным двигателям. По этой причине данная система применяется при пониженных частотах (например, электропривод прядильных машин синтетического волокна и др.).

Рассмотренные системы с асинхронным преобразователем и с синхронным генератором отличаются тем, что они требуют регулирования скорости основной машины. Это обуславливает сравнительно медленное протекание процесса регулирования. К тому же эти системы, в особенности с асинхронным преобразователем, имеют ограниченные возможности независимого от частоты регулирования амплитуды напряжения.

Система с коллекторным компенсированным генератором (рис. 4.3, в) состоит из коллекторного генератора $КГ$, вращающегося с постоянной скоростью приводным двигателем $ПД$. Этот генератор возбуждается со статора от небольшого синхронного генератора (возбудителя) $СВ$ с приводом по системе $Г—Д$. Коллекторный генератор вращается с постоянной скоростью. Его частота регулируется изменением скорости синхронного возбудителя малой мощности, обладающей сравнительно малой инерцией. Величина напряжения этого генератора не зависит от частоты, а определяется величиной тока возбуждения. Наличие в генераторе компенсации устраняет влияние реакции якоря на обмотку возбуждения при изменении его нагрузки. Ценным свойством этого сравнительно сложного генератора является переменная частота при постоянной скорости вращения. Система электромашинного возбуждения этого генератора, состоящая из трех машин, отличается значительными недостатками. Возможна ее замена более совершенными новыми и в особенности полупроводниковыми системами.

Система со статическими преобразователями частоты. Важная роль в развитии регулируемых приводов переменного тока принадлежит статическим полупроводниковым преобразователям частоты. Среди известных статических преобразователей

наиболее рациональные для промышленных приводов могут быть выполнены на основе тиристоров по трехфазной мостовой схеме, работающей в режиме независимого инвертора с промежуточной цепью постоянного тока (рис. 4.4). Инвертор, состоящий из шести управляемых кремниевых вентилей — тиристоров T_1 - T_6 и конденсаторов неизменяемой емкости C_1 - C_6 , преобразует выпрямленное диодами D_1 - D_6 напряжение в переменное заданной частоты.

Частота выходного напряжения регулируется независимо изменением частоты импульсов, подаваемых на управляемые

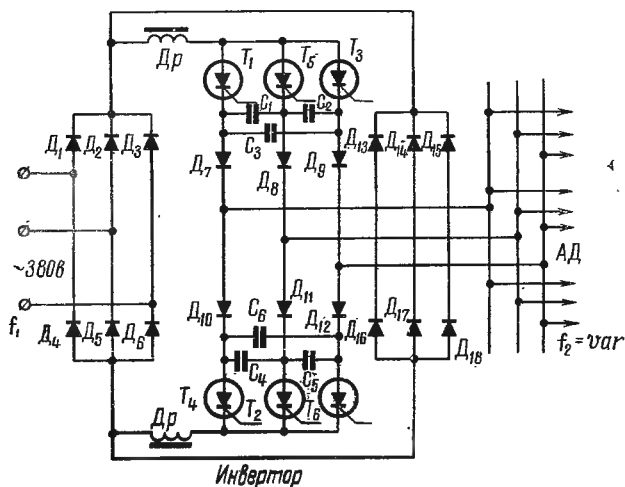


Рис. 4.4. Схема статического преобразователя частоты

электроды тиристорных преобразователей от специального устройства (на схеме не показанного).

Величина выходного напряжения может регулироваться амплитудным или импульсным способом. Амплитудный способ, основанный на изменении амплитуды напряжения, подводимого к преобразователю или к нагрузке (например, посредством МУ), значительно увеличивает вес и габариты преобразователя, снижает к. п. д. и повышает инерционность действия. Поэтому его можно использовать в преобразователях малой мощности. Импульсный способ действует по принципу изменения соотношения между длительностью открытого и закрытого состояния приборов, управляет средним значением напряжения на нагрузке, сильно снижает вес и габариты, повышает к. п. д. и использование двигателя, а также быстродействие системы.

Неуправляемые вентили $D_7—D_{12}$, отсоединяющие конденсаторы $C_1—C_6$ от цепи нагрузки, исключают возможность самовозбуждения асинхронных двигателей. Реактивная мощность в системе компенсируется неуправляемыми вентилями $D_{13}—D_{18}$, пропускающими реактивный ток в обратном направлении к источнику постоянного тока.

В процессе работы преобразователя поочередно происходит коммутация тока в анодной и катодной группах вентилях с соответствующей перезарядкой конденсаторов. За каждым периодом коммутации магнитная энергия, накопившаяся в фазе нагрузки, возвращается в цепь постоянного тока через диоды обратного тока $D_{13}—D_{18}$. Один за другим в определенном порядке открываются вентили с заданной частотой. Открытие очередного вентиля должно происходить с опережением на некоторый угол β относительно начала полупериода.

Значение этого угла β зависит от величины интервала времени или угла между концом коммутации тока и началом положительного напряжения, позволяющего вентилю, завершившему работу, запереть ток. Если это условие нарушается, то происходит опрокидывание инвертора.

Тиристорные преобразователи частоты являются наиболее перспективными. Уже теперь они выполняются на мощности в десятки *кв*а.

Основные достоинства тиристорных преобразователей: отсутствие подвижных частей, надежность работы, высокий к. п. д. и связанные с ними небольшие эксплуатационные расходы, быстроедействие, сравнительно малый вес и габариты. Однако еще не все задачи, важные для широкого внедрения статических преобразователей решены должным образом. Стоимость преобразователей частоты сравнительно велика. Управление процессами пуска и торможения достаточно не отработано. Ток в цепи нагрузки содержит высшие гармоники. По этой причине к. п. д. и жесткость механической характеристики несколько снижаются.

Для иллюстрации в табл. 4.1 приведены данные преобразователей частоты мощностью порядка 15 *квт* для привода прямых машин химического волокна с диапазоном регулирования 6 : 1 (60 : 10 *гц*).

Таблица 4.1

Показатели различных типов преобразователей частоты

Преобразователь частоты	Кратность установленной мощности машин	К. п. д.	Занимаемая площадь S , $м^2$	Вес G , $кг$	Стоимость C , руб.
С синхронным генератором и системой Г.—Д	4	0,6	$S_1=15$	$G_1=1800$	$C_1=2000$

Преобразователь частоты	Кратность установленной мощности машин	К. п. л.	Занимаемая площадь $S, м^2$	Вес $G, кг$	Стоимость, $C, руб.$
С синхронным генератором и системой МУ—Д	2	0,65	0,7 S_1	0,7 G_1	0,6 C_1
С синхронным генератором и вариатором . .	3	0,70	0,5 S_1	0,7 G_1	0,6 C_1
С ионными вентилями	—	0,8	0,25 S_1	0,4 G_1	0,3 C_1
С тиристорами	—	0,9	0,15 S_1	0,15 G_1	$\approx C_1$

Стоимость тиристоров по мере улучшения их производства будет снижаться. Можно ожидать, что в ближайшие годы они станут дешевле электромашинных преобразователей.

§ 4. 4. Ступенчатое регулирование скорости асинхронных электроприводов

Скорость вращения магнитного поля изменяется ступенями при переключении обмотки с одного числа пар полюсов на другое. Аналогичным образом с учетом скольжения изменяется скорость вращения ротора

$$n = \frac{60 f_1}{p} (1 - s). \quad (4.6)$$

В асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором изменение числа пар полюсов достигается переключением лишь одной обмотки статора. Такие двигатели обычно выполняются двухскоростными с одной обмоткой с переключением числа пар полюсов в отношении 2:1, 3:2, а также трех- и четырехскоростными с двумя обмотками статора и переключением пар полюсов в одной или в обеих обмотках статора в соотношении 3:2:1; 4:3:2; 6:4:3:2.

Способ переключения частей обмоток может быть последовательным или параллельным. Фазы могут соединяться в звезду и в треугольник.

На рис. 4.5, а показан принцип переключения обмотки с последовательного соединения на параллельное с числом пар полюсов в два раза меньшим и наоборот. Выбор той или иной

схемы пересоединения обмотки зависит от характера изменения нагрузки на валу. В двигателях, работающих с постоянным моментом на валу, широко применяется схема, изображенная на рис. 4.5, б. Для двигателей с постоянной мощностью на валу при различных скоростях приемлема схема, представленная на рис. 4.5, в. Если привод работает с постоянным моментом, необходимо выполнить условие $M_1 = M_2$. Но так как момент враще-

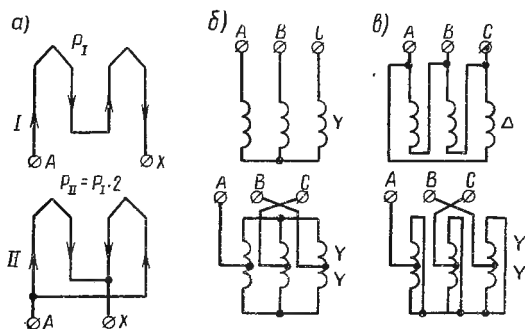


Рис. 4.5. Схемы переключения обмотки с одного числа пар полюсов на другое:

а) принципиальная; б) для постоянного момента; в) для постоянной мощности

ния почти пропорционален магнитному потоку одного полюса, то, очевидно, $B_1 \approx B_2$, где B — магнитная индукция.

Если двигатель предназначен для работы с постоянной мощностью, то $P_1 = \omega_1 M_1 = \omega_2 M_2$,

$$M_1 : M_2 = \omega_2 : \omega_1 = \\ = P_1 : P_2 \approx B_1 : B_2.$$

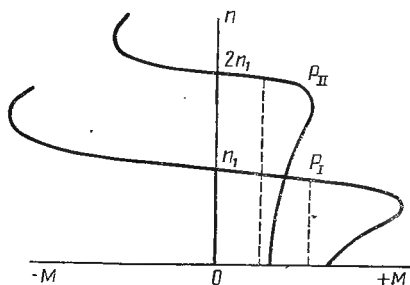


Рис. 4.6. Механические характеристики двухскоростного двигателя с постоянной мощностью

Схемы, изображенные на рис. 4.5, примерно удовлетворяют этим условиям.

На рис. 4.6 показаны механические характеристики двухскоростного двигателя. Регулирование скорости асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором отличается сравнительно высоким к. п. д. и практически ограни-

ченным до четырех числом ступеней скорости вращения. Большое число ступеней очень удорожает машину и усложняет переключатели.

§ 4. 5. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с магнитными усилителями

Способ, основанный на изменении величины индуктивного сопротивления в цепи статора, называется параметрическим. С увеличением индуктивного сопротивления в цепи статора снижаются: напряжение статора, критическое скольжение, максимальный момент и скорость вращения ротора. Удобно и просто изменяется индуктивность силового магнитного усилителя, рабочие обмотки которого включаются последовательно в цепь статора. На рис. 4.7 изображены принципиальная схема и семейство механических характеристик двигателя с разными значениями индуктивных сопротивлений.

Скольжение двигателя при разных напряжениях статора и номинальном моменте

$$s = s_n \frac{|\lambda + (\lambda - 1) \varepsilon| + \sqrt{|\lambda + (\lambda - 1) \varepsilon|^2 - 1}}{[\lambda u^2 + (\lambda u^2 - 1) \varepsilon] + \sqrt{[\lambda u^2 + (\lambda u^2 - 1) \varepsilon]^2 - 1}}, \quad (4.7)$$

где $u = (U : U_n)$ и $\varepsilon = r_1 : x_k$.

Повышение критического скольжения можно получить изменением активного сопротивления цепи ротора. На практике повышение активного сопротивления наиболее просто достигается применением массивного ротора Шенфера. Используется также включение в цепь ротора дополнительного индуктивно-активного сопротивления. Зависимость индуктивного сопротивления от частоты ротора приближает механическую характеристику двигателя к экскаваторной.

Следует отметить, что повышение индуктивного сопротивления ротора снижает коэффициент мощности, повышает ток и увеличивает нагрев двигателя при одинаковой нагрузке. Поэтому на практике предпочитают повышение активного сопротивления цепи ротора.

Для расширения диапазона регулирования и повышения жесткости характеристик применяется отрицательная обратная

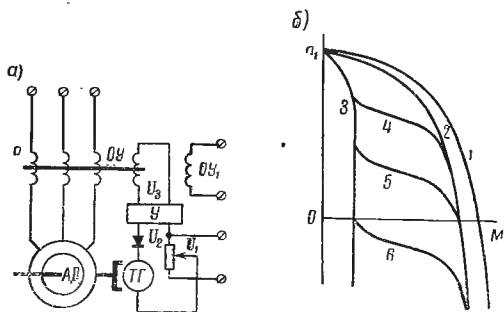


Рис. 4.7. Асинхронный двигатель с магнитным усилителем:

а) схема; б) механические характеристики

связь по скорости вращения. Эта связь осуществляется, например, посредством тахогенератора $TГ$, механически связанного с валом двигателя (см. рис. 4.7). Напряжение U_T тахогенератора включается встречно напряжению, снимаемому с потенциометра U_1 , и при $U_1 \geq U_T$ к промежуточному усилителю $У$ подводится разность напряжений:

$$U_2 = U_1 - U_T = U_1 - k_T \omega. \quad (4.8)$$

К обмотке управления $ОУ_2$ силового усилителя подводится напряжение

$$U_3 = (U_1 - k_T \omega) k_y. \quad (4.9)$$

Откуда

$$\omega = \frac{U_1}{k_T} - \frac{U_3}{k_T k_y}. \quad (4.10)$$

Здесь k_T — передаточный коэффициент тахогенератора;
 k_y — коэффициент усиления вспомогательного усилителя.

Если коэффициент усиления вспомогательного усилителя достаточно велик, то второй член равенства (4.10) весьма мал по сравнению с первым. В этом случае установившаяся скорость вращения главным образом зависит от U_1 , снимаемого с потенциометра. Изменением этого напряжения регулируется скорость вращения в широких пределах. На рис. 4.7, б изображены механические характеристики двигателя, регулируемого усилителем с обратной связью; кривая 1 — характеристика двигателя без усилителя, кривая 2 — с усилителем при максимальной величине тока подмагничивания, кривая 3 — с усилителем при нулевом токе подмагничивания, кривые 4, 5 и 6 соответствуют различным напряжениям U_1 (током подмагничивания) системы с обратной связью. Эти характеристики получаются жесткими вследствие действия обратной отрицательной связи. Если произойдет изменение скорости двигателя, то напряжение тахогенератора и ток подмагничивания автоматически изменяются в направлении, вызывающем стабилизацию скорости вращения. К. п. д. двигателя, регулируемого изменением скольжения, почти пропорционален скорости вращения ротора:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{n}{n_1} - \Delta\eta, \quad (4.11)$$

где $\Delta\eta$ — поправка, зависящая в основном от потерь в статоре и механических.

Потери в цепи ротора $\Delta P_{\Sigma 2} = sP_{\Sigma}$, а следовательно, и его одинаковый нагрев возможен при изменении момента по гиперболической зависимости

$$M = \frac{P_{\Sigma}}{\omega_1} = \frac{\Delta P_{\Sigma 2}}{s\omega_1}, \quad (4.12)$$

близкой на определенном участке вентиляторной характеристики. Применение рассматриваемого способа выгодно в установках с вентиляторным моментом сопротивления машины, с кратковременной работой на пониженных скоростях. Установленная мощность регулируемых двигателей возрастает с увеличением скольжения, а коэффициент полезного действия снижается примерно во столько раз, во сколько снижается скорость вращения, коэффициент мощности также снижается. Жесткость характеристик в области малых нагрузок уменьшается, а пределы регулирования скорости сужаются.

Практически интересно знать, какую полезную мощность может отдавать двигатель, не перегреваясь сверх допустимой температуры, при регулировании его скорости, т. е. как используется габарит данной машины.

Если не считаться с тем, что двигатель охлаждается слабее в случае снижения скорости машины, то допустимый по нагреву момент вращения находят из условия постоянства тока ротора:

$$M_d = M_n \frac{s_{н. д.}}{s}; \quad (4.13)$$

где $s_{н. д.} = \frac{s_n}{1 + \frac{x_p}{x_k}}$ — скольжение при номинальном моменте и введенном индуктивном сопротивлении x_p в цепь статора.

Если принять $s_{н. д.}$ постоянным, то допустимый момент обратно пропорционален скольжению, а допустимая механическая мощность $P \equiv \frac{1-s}{s}$.

Например, в случае $M_c = \text{const}$, $s_n = 0,15$, допустимая мощность составляет около 40% номинальной.

Для сравнения отметим, что при управлении реостатом в роторе $s_{н. д.}$ растет с увеличением скольжения: $s_{н. д.} = s_n \left(1 + \frac{r_p}{r_2}\right)$.

Допустимый по нагреву момент неизменен и равен номинальному. Следовательно, в отношении использования габарита двигателя реостатный способ регулирования лучше дроссельного. В некоторых типах приводов (например, в шахтных подъемных установках) реостатное управление находит практическое применение. Однако реостатный способ уступает дроссельному в отношении возможности автоматического управления, надежности работы, наличия скользящих контактов, не позволяющих его использование в условиях взрывоопасной и агрессивной среды.

§ 4. 6. Асинхронный вентильный каскад

Для электроприводов с плавным регулированием скорости в пределах до 2 : 1 практический интерес представляют каскадные соединения асинхронных двигателей с преобразователем и машиной постоянного тока. Положительное свойство каскадных схем определяется в основном их сравнительно высоким

к. п. д. и значительным коэффициентом мощности. Рассмотрим один из простейших — электромеханический асинхронно-вентильный каскад (рис. 4.8, а).

Регулирование скорости в этой системе основано на принципе изменения магнитного потока машины постоянного тока, якорь которой, механически связанный с асинхронной машиной, включен в ее ротор через полупроводниковые выпрямители. Здесь энергия скольжения цепи ротора асинхронной машины теряется лишь частично, ее основ-

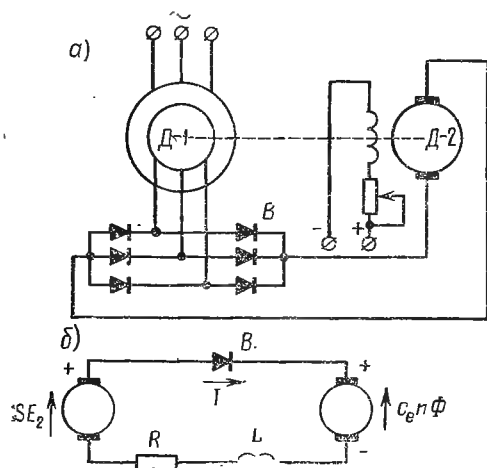


Рис. 4.8. Схема асинхронного вентильного каскада:

а) принципиальная; б) эквивалентная

ная часть передается на вал электропривода и используется по назначению. Регулирование величины добавочного напряжения и скорости вращения привода осуществляется изменением величины тока возбуждения машины постоянного тока. Эквивалентная схема вторичной цепи каскада для установившегося режима изображена на рис. 4.8, б. В этой схеме E_2 — э. д. с. неподвижного ротора, выпрямленная мостовой схемой, $c_e n \Phi$ — э. д. с. якоря, I — ток якоря, R — эквивалентное сопротивление вторичной цепи каскада.

Из эквивалентной схемы следует, что

$$sE_2 - c_e n \Phi = IR. \quad (4.14)$$

Электрическая мощность цепи ротора или мощность скольжения

$$P_s = sP_{\text{э}} = s(P_{\text{м}} + \Delta P_{12}), \quad (4.15)$$

где $P_{\text{э}}$ — электромагнитная мощность асинхронной машины;
 $P_{\text{м}}$ — суммарная мощность на валу агрегата;

ΔP_{12} — потери мощности в машине постоянного тока, выпрямителе, а также механические и добавочные потери в стали асинхронной машины.

Мощность скольжения

$$P_s = sE_2 I. \quad (4.16)$$

Имея в виду, что $P_M = \omega M_M$; $\omega = \frac{\pi n}{30}$, и полагая $\Delta P_{12} \approx I^2 R$ получим:

$$k M_M n = E_2 I - I^2 R. \quad (4.17)$$

Из (4.14) и (4.17) получается следующая зависимость скорости агрегата от потока машины постоянного тока и момента на валу агрегата:

$$n = \frac{n_1}{1 + \alpha \Phi} - \frac{\beta M}{(1 + \alpha \Phi)^2}, \quad (4.18)$$

где $\alpha = \frac{c_e n_1}{E_2}$; $\beta = \frac{k R n_1^2}{E_2^2}$.

При холостом ходе

$$n_0 = \frac{n_1}{1 + \alpha \Phi}. \quad (4.19)$$

При постоянном магнитном потоке машины постоянного тока и принятых допущениях механическая характеристика представляется прямой линией, а регулировочная $n = \varphi(\Phi)$ в случае постоянного момента на валу — кривой, близкой к гиперболе, пересекающей ось ординат в точке $n_0 = \frac{n_1}{1 + \alpha} - \frac{\beta M}{(1 + \alpha)^2}$.

§ 4. 7. Импульсное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей

Регулирование скорости вращения двигателей, действующее по принципу относительной длительности включения напряжения или параметра, называется импульсным.

Относительная длительность включения

$$\varepsilon_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2}, \quad (4.20)$$

где t_1 — продолжительность включения;
 t_2 — продолжительность отключения.

Напряжение (мощность) периодически подводится к двигателю и отключается от него полностью или частично посредством изменения параметра в цепи статора с различной относительной продолжительностью (рис. 4.9, а). При этом необходимо торможение двигателя при отключении. Применяется также периодическое переключение схемы с двигательного режима на тормозной. Замыкание и размыкание может производиться быстродействующими контактными аппаратами, ионными или полупроводниковыми приборами. Относительная длительность включения изменяется специальным управляющим устройством. Процессы

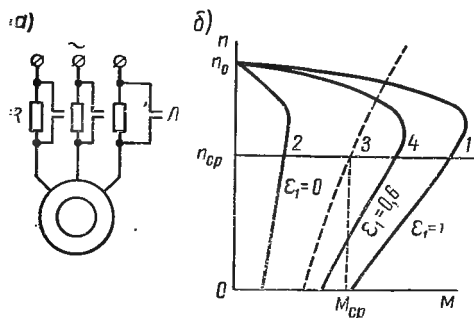


Рис. 4.9. Регулирование скорости импульсным включением сопротивления:

а) схема; б) характеристики

включения и выключения цепей сопровождаются переходными электро-механическими явлениями. Не будем учитывать влияния на характеристики переходных электромагнитных процессов, протекающих во многих случаях значительно быстрее механических. Обозначим через M_1 и M_2 моменты вращения, развиваемые двигателем в интервале времени t_1 и t_2 , соответствующие разным положениям контактов $\mathcal{L}$ (см. рис. 4.9, а). Скорость вращения в течение каждого интервала времени изменяется примерно по экспоненциальной зависимости.

В установившемся режиме скорость колеблется около некоторого среднего значения, при этом средний вращающий момент двигателя за полный период близок к статическому моменту механизма (рис. 4.9, б):

$$M_{cp} = \epsilon_1 M_1 + \epsilon_2 M_2 = M_2 + \epsilon_1 \Delta M. \quad (4.21)$$

Здесь

$$\epsilon_1 = t_1 : (t_1 + t_2), \quad \epsilon_2 = t_2 : (t_1 + t_2), \quad \Delta M = M_1 - M_2.$$

По заданным механическим характеристикам двигателя (при разных положениях контактов), механизма и уравнению (4.21) можно приближенно построить механические характеристики при импульсном регулировании. Такие характеристики показаны на рис. 4.9, б для случая импульсного включения в цепь статора и выключения из нее активного сопротивления, а на рис. 4.10, б — для случая периодического переключения машины с двигательного в тормозной режим. Кривые 1 и 2

изображают характеристики двигателя для разных положений контактов, кривая 3 — характеристику статического момента механизма, кривая 4 для значения $0 < \varepsilon < 1$.

Значению средней скорости $n_{ср}$ отвечает относительная продолжительность

$$\varepsilon_1 = \frac{M_c - M_2}{M_1 - M_2}, \quad (4.22)$$

где M_1 , M_2 , M_c — определяются абсциссами точек 1, 2, 3.

Механическая характеристика для каждого значения $\varepsilon_1 = \text{const}$ рассчитывается по (4.21).

Из сравнения характеристик (см. рис. 4.9, б и 4.10, б) для обеих схем переключения вытекает, что регулирование скорости путем периодического включения и выключения активного сопротивления практически невозможно при малых нагрузках на валу. Увеличение изменения скорости может быть лишь при нагрузках, близких к номинальной. Регулирование по схеме, изображенной на рис. 4.10, а, позволяет получить больший диапазон изменения скоростей вращения при одинаковой нагрузке, чем по схеме, показанной на рис. 4.9, а. Это объясняется большей разностью вращающих моментов машины, переключаемой из двигательного в тормозной режим. Рассматриваемые системы имеют мягкие механические характеристики. При изменении нагрузки скорость вращения изменяется значительно.

Достаточная жесткость этих характеристик может быть получена применением обратной связи, например посредством тахогенератора. В отношении потерь и к. п. д. двигателя рассматриваемый способ не лучше других, основанных на изменении скольжения ротора. Потери в цепи обмоток, пропорциональные скольжению ротора, вызывают нагрев двигателя при заданной средней скорости вращения $n_{ср}$, возрастающий с увеличением относительной продолжительности включения. Скорость вращения двигателя колеблется около средней величины в значительных пределах. Ограничение пределов пульсации скорости требует увеличения числа циклов в час до большого числа, которое может быть достигнуто лишь при использовании быстродействующей аппаратуры. Важным вопросом являются обеспечение надежной работы импульсных преобразователей.

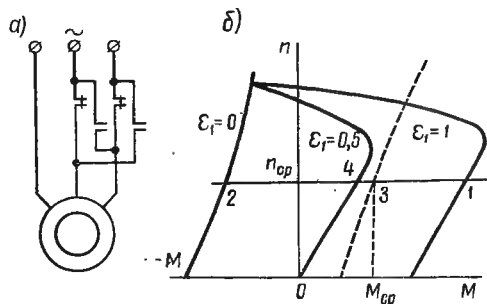


Рис. 4.10. Регулирование скорости импульсным переключением статора в двигательный и тормозной режимы:

а) схема; б) характеристики

§ 4. 8. Привод с электромагнитной муфтой скольжения

Задача регулирования скорости вращения привода в ряде случаев может быть решена рационально посредством электромагнитной муфты скольжения, устанавливаемой между нерегулируемым асинхронным или синхронным двигателем и рабочей машиной. Здесь муфта выполняет роль редуктора с регулируемым передаточным числом.

Обе части муфты (рис. 4.11, а) — полюса с обмоткой возбуждения 1 и якорь 2 (массивный без обмотки возбуждения или шихтованный с многофазной обмоткой) — вращаются с различной скоростью в одинаковом направлении. Одна из них, механически соединенная с двигателем, является ведущей,

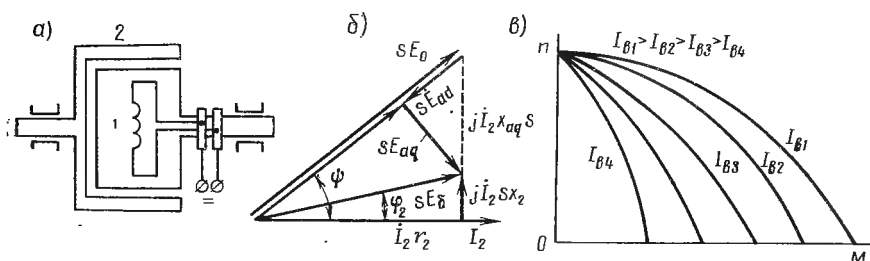


Рис. 4.11. Электромагнитная муфта скольжения:

а) схема; б) векторная диаграмма; в) механические характеристики

а вторая, закрепленная на валу рабочей машины, ведомой частью. Последняя движется под действием вращающего момента, передаваемого магнитным полем.

Выпускаются различные по конструкции муфты. Наиболее простой по устройству является индукторная муфта с массивным стальным якорем без обмотки, используемая для передачи малых и средних мощностей. Конструктивно муфта и двигатель могут быть смонтированы в одном корпусе. Электромагнитная муфта скольжения имеет черты асинхронной машины (наличие скольжения, от которого зависит вращающий момент) и синхронной (поток создается постоянным током, на который оказывает влияние реакция якоря) машины. По величине потерь в якорь муфта скольжения подобна асинхронной машине $\Delta P_{\Sigma 2} = sP_1$.

Коэффициент полезного действия муфты

$$\eta = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} = 1 - \frac{\Delta P}{P_2 + \Delta P},$$

где P_1 — мощность, потребляемая муфтой;

$\Delta P = \Delta P_{\Sigma} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{ш}}$ — суммарные потери;

$\Delta P_{\text{в}}$ — потери в цепи возбуждения;

$\Delta P_{\text{м}}$ — потери на трение в подшипниках и о воздух (механические);

$\Delta P_{\text{ш}}$ — потери в щеточных контактах.

Вращающий момент муфты зависит от тока возбуждения, скольжения и параметров якоря: r_2 — активного сопротивления, x_d и x_q — индуктивного сопротивления якоря по продольной и поперечной осям.

Рассматривая муфту как явнополюсную ненасыщенную синхронную машину, вращающуюся со скоростью скольжения sn_1 , ее векторная диаграмма будет иметь вид, изображенный на рис. 4.11, б. Из этой диаграммы

$$E_0 s = I_2 r_2 \cos \psi + I_2 x_2 s \sin \psi + E_{ad} s. \quad (4.23)$$

Здесь $E_0 s$ — э. д. с. холостого хода;

I_2 — ток якоря;

r_2 и x_2 — активное и индуктивное сопротивления рассеяния якоря;

$$\cos \psi = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_q)^2}}; \quad \sin \psi = \frac{sx_q}{\sqrt{r_2^2 + (sx_q)^2}};$$

$$x_q = x_2 + x_{aq}; \quad E_{ad} = I_2 x_{ad} \sin \psi;$$

x_{ad} и x_{aq} — индуктивные сопротивления реакции якоря по поперечной и продольной осям.

Ток якоря находится из (4.23) после соответствующих подстановок:

$$I_2 = \frac{s E_0 \sqrt{r_2^2 + (sx_q)^2}}{r_2^2 + s^2 x_d x_q}. \quad (4.24)$$

Вращающий момент

$$M = \frac{m_2 I_2^2 r_2}{\omega_1 s} = \frac{m_2 E_0^2 s r_2 [r_2^2 + (sx_q)^2]}{\omega_1 (r_2^2 + s^2 x_d x_q)^2}. \quad (4.25)$$

Здесь ω_1 — угловая скорость ведущей части;

$s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1}$ — скольжение ведомой части относительно ведущей.

Для неявнополюсной муфты выражение момента по форме аналогично формуле (2.2) для асинхронной машины:

$$M = \frac{m_2 E_0^2 r_2}{\omega_1 s \left[\left(\frac{r_2}{s} \right)^2 + x^2 \right]}.$$

Здесь x — синхронное индуктивное сопротивление явнополюсной муфты, приведенной к неявнополюсной;

$$x^2 = x_d x_q \left[2 + \frac{(x_d - 2x_q) x_q}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_q^2} \right].$$

Имеем $x \approx \sqrt{2x_d x_q}$. Критическое скольжение $s_m = \frac{r_2}{x}$. Без учета магнитного насыщения $E_0 = aI_0$

$$M_m = b \frac{I_0^2}{2x}, \quad (4.26)$$

где $b = a^2 \frac{m_2}{\omega_1}$.

Переменной величиной, посредством которой изменяется магнитный поток, а следовательно, и вращающий момент, является ток возбуждения. По этим формулам приближенно можно рассчитать момент в функции скольжения. Для получения уточненных результатов следует учитывать магнитное насыщение. Механические характеристики муфты при разных значениях тока возбуждения представлены на рис. 4.11, в. Они похожи на характеристики соответствующих асинхронных машин при разных напряжениях, приложенных к статору. Одним из достоинств муфты скольжения является простота управления

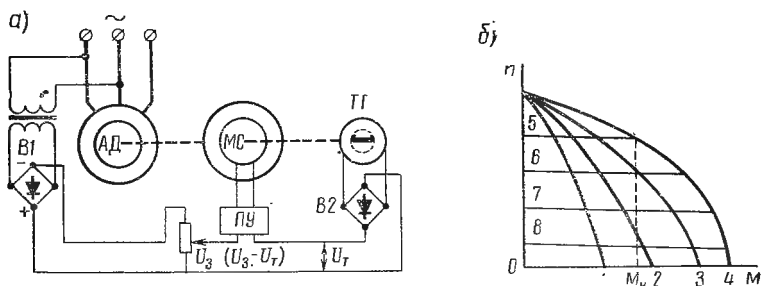


Рис. 4.12. Электропривод с муфтой скольжения (M) и центробежным регулятором ($ЦР$):

а) схема; б) механические характеристики

ввиду небольшой мощности возбуждения. Широкое регулирование скорости вращения с сохранением жесткости механических характеристик может быть получено применением обратной связи, например по скорости от тахогенератора. Схема такого привода с муфтой скольжения и обратной связью по скорости показана на рис. 4.12, а.

Жесткие механические характеристики получаются следующим образом. Если момент сопротивления увеличивается, скорость двигателя уменьшается, то возникает разность $U_3 - U_T > 0$. Это вызывает увеличение тока в обмотке возбуждения муфты скольжения и переход ее на одну из следующих механических характеристик (1, 2, 3, 4, рис. 4.12, б). Так получают переходные механические характеристики (5, 6, 7, 8, см. рис. 4.12, б). Получение той или иной переходной характеристики зависит от величины установленного заданного напряжения U_3 . Напряжение тахогенератора U_T должно быть всегда направлено навстречу заданному напряжению U_3 . Кроме того, в двигательном режиме необходимо, чтобы U_T было бы меньше U_3 , так как только в этом случае возрастание нагрузки вызовет увеличение тока возбуждения.

Регулируемый электропривод с муфтой скольжения обеспечивает высокую плавность регулирования и удобство управления и применяется в мощностях от десятых долей киловатта до многих десятков киловатт.

§ 4. 9. Приводы постоянного тока по системе генератор—двигатель

Регулируемый привод по системе генератор—двигатель находит широкое распространение (рис. 4.13, а). Возможности этой системы в отношении

диапазона регулирования и автоматизации управления пока более высокие, чем в других приводах. Скорость вращения регулируется здесь в общем случае двумя способами — изменением напряжения, подводимого к двигателю при его номинальном токе возбуждения, и изменением потока двигателя при постоянном напряжении якоря. В первом случае регулирование возможно при неизменном моменте, если допускается постоянство величины тока, $M = c_m I_a \Phi$. По той же причине во втором случае регулирование можно принять при постоянной мощности

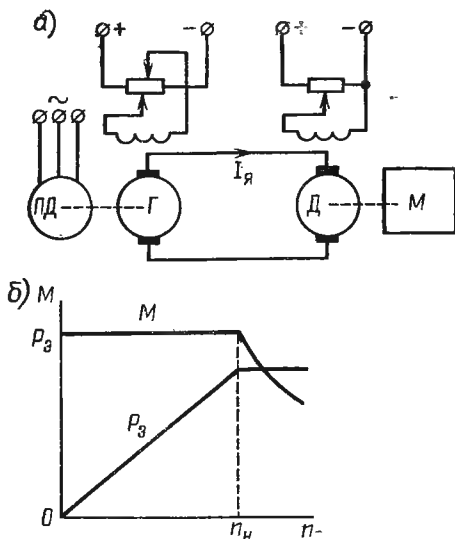


Рис. 4.13. Система генератор — двигатель:

а) схема; б) характеристики допустимых моментов и мощностей

$P_{\text{э}} = EI_{\text{я}}$ с моментом, обратно пропорциональным скорости вращения $M = \frac{P_{\text{э}}}{\omega}$ (рис. 4.13, б). Скоростная характеристика в этом случае

$$n = \frac{E_{\text{г}} - I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_{\text{е}} \Phi} = n_0 - \frac{I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_{\text{е}} \Phi}, \quad (4.27)$$

а уравнение механической характеристики

$$n = n_0 - \frac{M r_{\text{я}}}{c_{\text{е}} c_{\text{м}} \Phi^2}. \quad (4.28)$$

Здесь $E_{\text{г}}$ — э. д. с. генератора;

$r_{\text{я}}$ — сопротивление цепей якоря генератора и двигателя.

Механические характеристики при разных значениях э. д. с. генератора (тока возбуждения) — прямые линии (рис. 4, 14 б) с жесткостью $\beta = \frac{\Delta M}{\Delta n} = \frac{c_{\text{е}} c_{\text{м}} \Phi^2}{r_{\text{я}}}$ несколько меньшей, чем в случае постоянного напряжения, приложенного к двигателю ввиду того, что $r_{\text{я}} = r_{\text{я.д}} + r_{\text{я.г}}$. В качестве генераторов систем

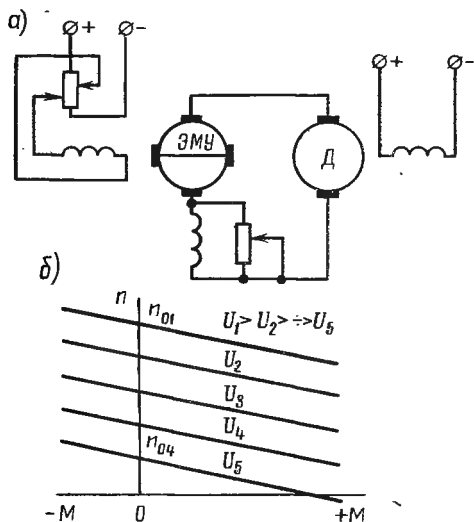


Рис. 4.14. Система Г—Д с ЭМУ в качестве генератора:

а) схема; б) характеристика

Г—Д небольшой мощности широко применяются электромашины (ЭМУ) с поперечным полем (рис. 4.14, а).

Преимущество данной системы состоит в ее быстродействии и в малой мощности управления вследствие высокого коэффициента усиления ЭМУ. Скорость вращения двигателя при увеличении нагрузки значительно снижается вследствие повышенного падения напряжения в цепи якорей. Жесткость характеристик двигателя может быть повышена компенсацией этого падения напряжения посредством обратных связей. Система Г—Д без обратных связей позволяет регулировать скорость вращения двигателя (изменением напряжения и потока) примерно в пределах до 20 : 1. Ограничение пределов регулирования обусловлено двумя факторами: а) значительной величиной падения напряжения в щеточных контактах и обмотках якорей по сравнению с э. д. с. генератора при малых его токах возбуждения; б) наличием остаточной магнитной индукции в ЭМУ.

Ослабление влияния этих факторов и расширение пределов регулирования достигается введением соответствующих обратных связей. В более мощных установках применяется так называемая квадратичная система возбуждения, в которой ЭМУ является возбудителем, питающим обмотку возбуждения генератора. Перенос регулируемого реостата из цепи возбуждения генератора в цепь возбуждения возбудителя весьма облегчает управление мощным приводом. Этот перенос благоприятно сказывается также и на величине снижения скорости вращения; жесткость характеристик получается большей, а диапазон регулирования возрастает примерно до 30:1. К. п. д. системы с квадратичным возбуждением несколько меньше, чем в обычной системе за счет добавления второго преобразовательного агрегата.

Большее расширение пределов регулирования в рассматриваемом приводе достигается на практике посредством применения отрицательной обратной связи. Как уже отмечалось, приводы по схеме Г—Д отличаются широкими возможностями автоматизации, процессами управления и регулирования. Широкий диапазон регулирования скорости (до 2000:1), плавность регулирования, жесткость механических характеристик, малая мощность управления составляют достоинства автоматизированной системы Г—Д с обратными связями. Преимущества системы Г—Д получаются однако за счет увеличения установленной мощности (в три раза), снижения к. п. д. установки вследствие трехкратного основного преобразования энергии, а следовательно, большого увеличения затрат на оборудование и эксплуатацию установки.

§ 4. 10. Регулирование скорости вращения приводов постоянного тока ионными управляемыми вентильями

Наряду с системами Г—Д постоянного тока в настоящее время используются регулируемые приводы с управляемыми ионными вентильями.

В приводах сравнительно небольшой мощности (до 10 квт) обычно используются тиратроны с управляемой сеткой, а в приводах большой мощности — управляемые ртутные выпрямители (УРВ).

В ионном управляемом выпрямителе величина выпрямленного тока (напряжения) регулируется изменением длительности времени его протекания за полупериод положительной полуволны анодного напряжения или иначе — изменением интервала

проводимости за полупериод. Начало проводимости цепи анода наступает при превышении напряжения на сетке критической величины. Возникший в цепи якоря ток уже нельзя устранить воздействием на сеточное напряжение; ток можно прекратить лишь снижением анодного напряжения.

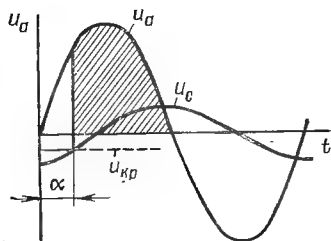


Рис. 4.15. Принцип фазового управления ионного выпрямителя

Управление длительностью интервала проводимости цепи анода за полупериод осуществляется изменением фазы сеточного напряжения относительно анодного напряжения (угла α).

Принцип управления ионного выпрямителя изменением фазы напряжения на сетке иллюстрируется рис. 4.15. На практике изменение фазы сеточного напряжения достигается посредством

электромагнитных или электронных фазосмещающих устройств. На рис. 4.16, а приведена принципиальная схема ионного электропривода, содержащая анодный трансформатор T ,

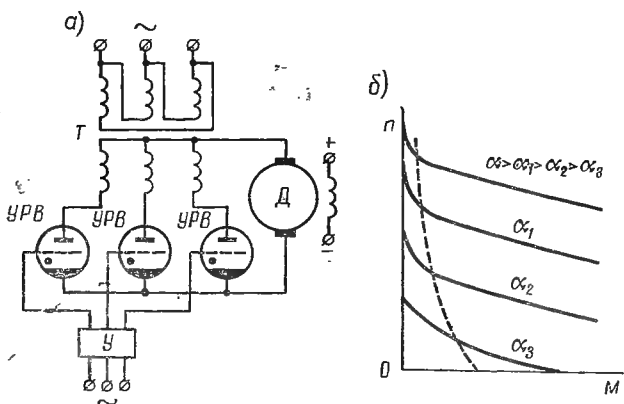


Рис. 4.16. Ионный электропривод:

а) схема; б) механические характеристики

три УРВ, катодный реактор R и двигатель D с независимым возбуждением. Устройство для регулирования по фазе напряжения, подаваемого на сетки, обозначено через $У$. Соответствующие кривые напряжений УРВ изображены на рис. 4.17. Здесь вводятся обозначения: E_b — среднее значение выпрямленного напряжения; U_2 — вторичное напряжение анодного трансформатора; α — угол регулирования, показывающий запаздывание

момента зажигания относительно момента перехода дуги с анода на анод в неуправляемом выпрямителе; $E_{в0}$ — выпрямленное значение напряжения неуправляемого выпрямителя.

Выпрямленное напряжение

$$E_{в} = \sqrt{2} U_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{в0} \cos \alpha. \quad (4.29)$$

Выпрямленное напряжение, а следовательно, и скорость двигателя изменяются в широких пределах регулированием величины угла α . Напряжение на зажимах двигателя меньше напряжения $E_{в}$ на величину падений напряжения в сопротивлениях: вторичной обмотки трансформатора r_2 , катодного реактора r_p , сопротивления, обусловленного перекрытием анодов в процессе их одновременного горения $\frac{x_k m}{2\pi}$, а также падения напряжения в дуге ΔU_d . Скоростная (4.30) и механическая (4.31) характеристики ионного привода выражаются уравнениями:

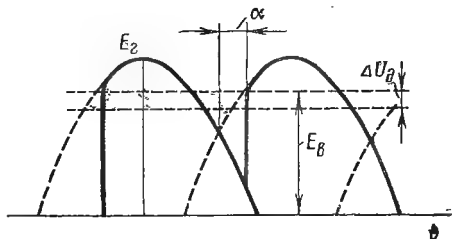


Рис. 4.17. Кривые напряжения 3-фазного управляемого ионного выпрямителя

$$n = \frac{E_{в0} \cos \alpha - I_a \left(\frac{x_k m}{2\pi} + r_2 + r_p + r_{\pi} \right) - \Delta U_d}{c_e \Phi}, \quad (4.30)$$

$$n = \frac{E_{в0} \cos \alpha - \Delta U_d}{c_e \Phi} - \frac{M \left(\frac{x_k m}{2\pi} + r_2 + r_p + r_{\pi} \right)}{c_e c_m \Phi^2}. \quad (4.31)$$

По (4.31) могут быть рассчитаны механические характеристики двигателя, показанные на рис. 4.16, б. Эти характеристики имеют меньшую жесткость по сравнению с системой Г—Д, вследствие повышенного падения напряжения в контуре. В области малых нагрузок скорость вращения значительно повышается вследствие прерывистого изменения тока в цепи якоря. Система ионного электропривода с одним комплектом УРВ (см. рис. 4.16) не может перейти в генераторный режим (без переключения цепи якоря на другую полярность). Объясняется это тем, что ионный преобразователь имеет одностороннюю проводимость; если э. д. с. якоря превзойдет по величине выпрямленное напряжение, то разность $U - E$ изменяет знак на обратный, соответствующий нулевой проводимости цепи. Обеспечение возможности рекуперативного торможения и реверсирования привода достигается переводом ионного преобразователя в инверторный режим посредством применения более сложных схем с двумя

комплектами *УРВ*. Характерная отрицательная особенность ионных преобразователей состоит в том, что их коэффициент мощности уменьшается при снижении выпрямленного напряжения и скорости вращения двигателя. При малой скорости коэффициент мощности оказывается низким. Это вытекает из самого принципа регулирования скорости, основанного на изменении сдвига фазы сеточного напряжения, а следовательно, и фазы тока в цепи анода относительно анодного напряжения.

Электроприводы с управляемыми ионными выпрямителями находят применение в ряде промышленных установок благодаря их сравнительно высоким показателям в отношении затрат на оборудование, коэффициента полезного действия при повышенных напряжениях и эксплуатационных расходов, быстроты протекания переходных процессов. По этим показателям системы *УРВ—Д* превосходят системы *Г—Д*. Вместе с этим системы с управляемыми ионными выпрямителями характеризуются и некоторыми отрицательными свойствами: малым коэффициентом мощности при глубоком регулировании скорости; сложностью рекуперативного торможения и реверсирования, требующих двойного числа выпрямителей и затрат на них, возрастанием потерь в двигателе из-за пульсаций тока, вызывающих увеличение габарита двигателей для заданной мощности на валу.

§ 4. 11. Регулирование скорости электропривода постоянного тока полупроводниковыми управляемыми вентильми-тиристорами

В этом приводе скорость вращения регулируется изменением напряжения подводимого к якору двигателя от полупроводникового управляемого вентиля-тиристора. Отличаясь высокими возможностями, такие приводы в настоящее время интенсивно развиваются и являются весьма перспективными.

В зависимости от типа тиристорного преобразователя различают: одно- и трехфазные, одно- и двухполупериодные схемы. Системы подразделяются также на неререверсивные и реверсивные. Простые однофазные схемы используются в установках малой мощности, а трехфазные — в установках сравнительно большей мощности.

Однополупериодная схема с одним тиристором T , обратным диодом D_0 и нагрузкой r_n, L_n изображена на рис. 4.18, а. Тиристор открывается в момент α , когда подается сигнал на его управляющий электрод в положительном полупериоде подво-

димого напряжения и запирается в момент β при токе отключения в отрицательном полупериоде напряжения (рис. 4.18, б).

Указанные величины получили название: α — угол включения или отпирания, β — угол запираия, а разность $\lambda = \beta - \alpha$ — интервал проводимости. Среднее значение напряжения в цепи нагрузки регулируется изменением угла отпирания α , от которого зависит величина интервала проводимости λ . Предельное отклонение угла отпирания α_m , отвечающее максимальному изменению среднего напряжения, называется диапазоном управления.

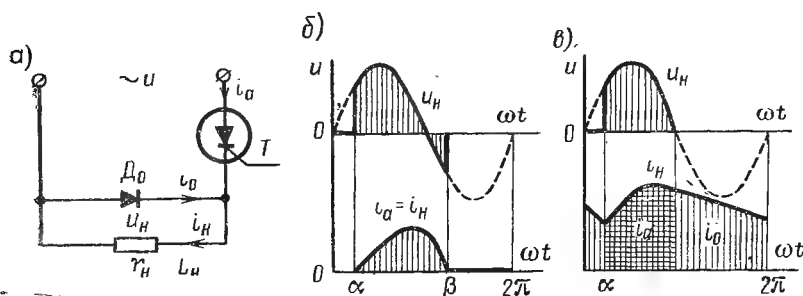


Рис. 4.18. Система с тиристором:

а) однополупериодная схема; временные диаграммы при отсутствии обратного диода (б) и при наличии диода (в)

Для интервала проводимости идеализированного тиристора при отсутствии обратного диода имеем:

$$\omega L_n \frac{di_n}{d(\omega t)} + r_n i_n = u_n = U_m \sin \omega t. \quad (4.32)$$

Интегрирование и подстановка начальных условий $t = 0$, $i_n = 0$, $\omega t = \alpha$, дает:

$$i_n = \frac{U_m}{i_n} \cos \varphi \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tau}} \right]. \quad (4.33)$$

Здесь

$$\tau = \frac{\omega L_n}{r_n} = \operatorname{tg} \varphi.$$

Среднее значение напряжения в цепи нагрузки

$$U_n = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} u_n d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \beta). \quad (4.34)$$

Когда отдача максимальна ($\alpha=0$), напряжение нагрузки почти обратно пропорционально относительной постоянной времени нагрузки τ :

$$U_{\text{н макс}} \approx U_m : \tau.$$

Эффективность работы тиристора обычно характеризуется значениями коэффициентов его использования по прямому и обратному напряжениям: $k_{\text{п}} = U_{\text{н макс}} : U_{\text{пр макс}}$, $k_{\text{о}} = U_{\text{н макс}} : U_{\text{обр макс}}$ и по току $k_i = I_{\text{н макс}} : I_{\text{а макс}}$.

Коэффициенты использования по напряжению почти обратно пропорциональны постоянной времени нагрузки:

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = U_{\text{н макс}} : U_m, \text{ так как } U_{\text{пр макс}} = U_{\text{обр макс}} = U_m.$$

Наличие значительной индуктивности нагрузки сильно ухудшает использование тиристора в однополупериодной схеме без обратного диода.

Введение в схему обратного диода D_o улучшает свойство рассматриваемой системы при смешанной нагрузке. В этом случае $\beta=\pi$, при этом β не зависит от τ . Когда тиристор заперт, ток потребителя протекает через обратный диод (рис. 4.18, в).

Из (4.34) следует, что если $\beta=\pi$, то

$$U_{\text{н}} = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (4.35)$$

В режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$)

$$U_{\text{н макс}} = U_m : \pi. \quad (4.36)$$

Обратный диод улучшает использование преобразователя

$$k_{\text{п}} = k_{\text{о}} = \frac{1}{\pi}; k_i = 2.$$

Пределы изменения напряжения расширяются. Выходная мощность тиристора возрастает.

Но даже вместе с обратным диодом однополупериодная схема характеризуется: небольшим использованием преобразователя по напряжению, наличием значительных колебаний выпрямленного напряжения и постоянной слагаемой тока в цепи источника энергии. Двухполупериодные схемы с двумя тиристорами лучше однополупериодной.

Для приводов средней и большой мощности наиболее приемлемыми являются трехфазные двухполупериодные (шестипульсные) схемы.

На рис. 4.19 приведена шестипульсная схема нереверсивного электропривода с тремя тиристорами (T_A , T_B и T_C) и тремя диодами (D_A , D_B и D_C). Эта схема выгодно отличается от остальных уровнем использования оборудования и величиной колебаний напряжения и тока в цепи нагрузки.

Управляющие импульсы поочередно открывают тиристоры через каждую треть периода, т. е. со сдвигом по фазе $\frac{2}{3}\pi$. Тиристоры управляются посредством однополупериодных трехфазных магнитных усилителей (МУ).

На рис. 4.19 показана схема управления одним тиристором T_A ; для тиристоров T_B и T_C она аналогична. Фаза сигнала управления тиристором изменяется посредством однополупериодного МУ. Когда МУ ненасыщен, индуктивное сопротивление его рабочей обмотки велико и на меньшем по величине сопротивлении r_1 напряжение незначительно. При насыщении МУ напряжение на этом сопротивлении, подводимое к тиристорам, сильно возрастает вследствие снижения индуктивности рабочей обмотки усилителя. Ток в этой обмотке имеет одно направление, определяемое диодом D_2 . Диод D_1 защищает тиристор от возможного отрицательного потенциала на его управляющем электроде. Угол открывания α тиристора регулируется изменением момента времени его насыщения. Необходимое смещение углов открывания тиристоров на 120° обеспечивается схемой соединения тиристоров с автотрансформатором ATp и сфазированным с ним трансформатором Tr . Запоздывание процесса управления в системе ограничено одной третью периода напряжения сети.

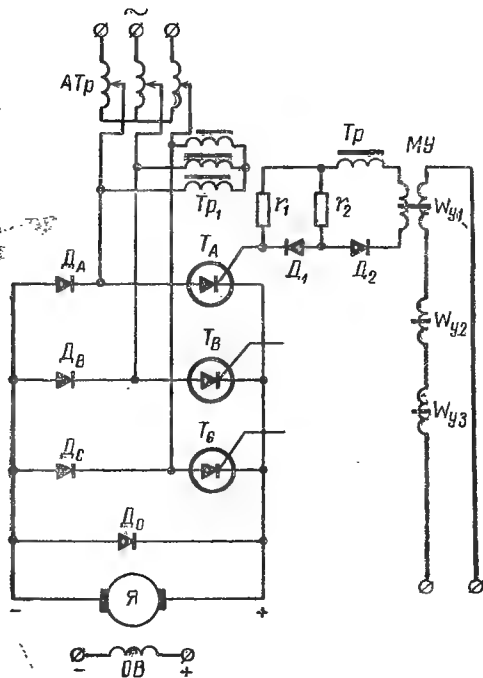


Рис. 4.19. Схема электропривода с тиристорным преобразователем

Привод с тиристорным преобразователем позволяет регулировать скорость в отношении 10:1. Он обладает малым весом и габаритами, большим сроком службы и высоким быстродействием управления. Зависимость его характеристик от температуры составляет недостаток данного привода. Компенсация влияния температуры возможна, но значительно усложняет схему.

§ 4. 12. Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока магнитным усилителем полупроводниковым выпрямителем

Прогресс в области полупроводниковых выпрямителей из кремния и германия, достигнутый за последнее десятилетие, представляет большие возможности их использования в регулируемых электроприводах. Германиевые и кремниевые выпрямители отличаются простотой и надежностью в работе, имеют высокий к. п. д., малые габаритные размеры и вес на единицу мощности. Преобразование переменного тока в постоянный посредством полупроводниковых выпрямителей осуществляется более совершенно, чем другими методами.

Применение неуправляемых полупроводниковых диодов в сочетании с магнитными усилителями позволяет сравнительно просто и экономично изменять выпрямленное напряжение, а следовательно, и регулировать скорость вращения двигателей постоянного тока. На рис. 4.20 представлена одна из возможных схем регулирования скорости двигателя с независимым возбуждением с магнитным усилителем. Управление скоростью вращения производится изменением тока подмагничивания, протекающим по обмотке управления (w_y).

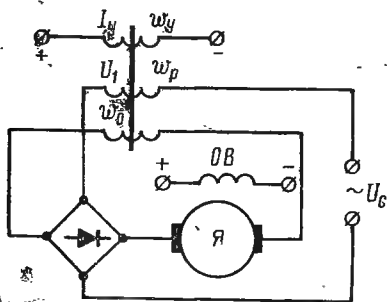


Рис. 4.20. Схема управления двигателем постоянного тока посредством магнитного усилителя и выпрямителя

С увеличением этого тока усиливается магнитное насыщение сердечников, снижается индуктивное сопротивление обмоток переменного тока w_p , возрастает ток в цепи, а также выпрямленное напряжение на зажимах двигателя и его скорость вращения. В схеме предусмотрена положительная обратная связь в виде обмотки дополнительного подмагничивания w_0 , по которой протекает ток нагрузки. Эта положительная обратная связь по току увеличивает коэффициент усиления и чувствительность системы управления. Необходимое изменение напряжения и скорости вращения получается при меньшем изменении тока управления. Каждой величине тока управления I_y , очевидно, будет соответствовать определенная скорость вращения двигателя. Этот ток наиболее просто определяется

графическим путем. Уравнение напряжений для главной цепи без учета высших гармоник тока и напряжения

$$\begin{aligned}\dot{U}_c &= \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{I}(r_1 + jx_1) + \dot{I}(r'_2 + r'_я) + E' = \\ &= I(r_1 + r'_2 + r'_я) + E' + jIx_1.\end{aligned}\quad (4.37)$$

Здесь

$\dot{U}_1$ — напряжение на обмотках переменного тока усилителя;

r_1 и x_1 — сопротивление этих обмоток;

$\dot{U}_2$ — напряжение на выпрямленном участке цепи (выпрямитель, якорь и обмотка обратной связи);

r'_2 — сопротивления выпрямителя и обмотки обратной связи, приведенные к цепи переменного тока;

$r'_я$ — сопротивление якоря, приведенное к цепи переменного тока;

$E' = k_e n \Phi$ — приведенная э. д. с. якоря.

Принимая $Ix_1 \approx U_1$;

$R = r_1 + r'_2 + r'_я$, имеем:

$$\begin{aligned}\dot{U}_c &= IR_я + \dot{E}' + j\dot{U}_1 = \\ &= \dot{U}_2 + j\dot{U}_1.\end{aligned}\quad (4.38)$$

Основываясь на (4.38) и зная зависимость напряжения на рабочих обмотках усилителя от тока в этих обмотках при различных величинах тока управления $U_1 = \varphi(I_y)$, можно графически найти требуемую величину тока управления I_y для заданной скорости вращения. Указанные зависимости в форме $U_1 = \varphi(I_y R)$ для различных токов управления I_y строятся с одинаковым масштабом по обеим осям координат (рис. 4.21, а).

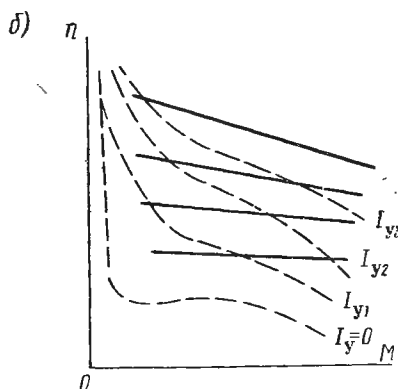
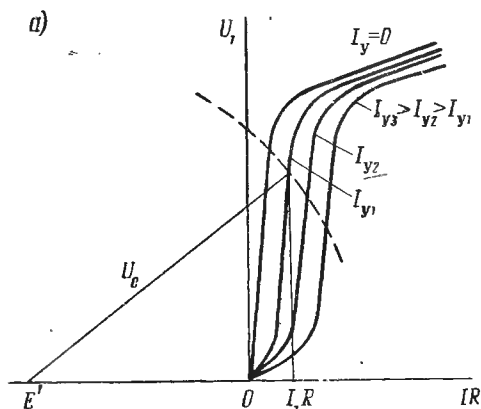


Рис. 4.21. Характеристики двигателя управляемого МЭ с выпрямителем:

а) графическое определение тока управления; б) механические характеристики: — без обратной связи, — с обратной связью

Вправо от начала координат откладывается падение $I_1 R$ напряжения для заданного тока якоря, а влево — э. д. с. якоря, пропорциональная скорости вращения. Точка пересечения дуги окружности радиуса, равного U_c , с линией $I_1 R$, параллельной оси ординат, определяет величину тока управления. По тем же зависимостям (см. рис. 4.21, а) можно построить механические характеристики двигателя при различных постоянных значениях тока управления. Эти характеристики при отсутствии обратной связи имеют недостаточную жесткость (рис. 4.21, б). Жесткость механических характеристик может быть значительно повышена путем введения обратной связи по току якоря и скорости вращения.

§ 4. 13. Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока изменением тока возбуждения

Двигатель независимого возбуждения. Из уравнения механической характеристики

$$n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{M r_a}{c_e c_m \Phi^2}$$

следует, что скорость вращения растет по гиперболической кривой при снижении магнитного потока.

Скорость идеального холостого хода

$$n_0 = \frac{U}{c_e \Phi_0}.$$

Когда двигатель нагружен, характер изменения скорости вращения зависит не только от магнитного потока, но и от величины момента сопротивления. Механические характеристики двигателя для разных значений потока, изображенные на рис. 2.17, а, показывают, что теоретически со снижением потока скорость может и возрастать и уменьшаться. Выясним, как изменяется скорость вращения в зависимости от потока, когда вращающий момент, приложенное напряжение и сопротивление цепи якоря сохраняются постоянными. Разделив обе части уравнения (2.45) на n_0 , умножив и разделив знаменатель второго члена правой части на поток Φ_n^2 и ток I_n , получим:

$$v = \frac{1}{\varphi} - \frac{\mu \rho}{\varphi^2}. \quad (4.39)$$

Здесь все величины выражены в относительных единицах:

$$v = \frac{n}{n_0}, \quad \varphi = \frac{\Phi}{\Phi_n}, \quad \mu = \frac{M}{M_n}, \quad \rho = \frac{r}{r_n}, \quad r_n = \frac{U_n}{I_n}.$$

Магнитный поток, соответствующий максимальному значению скорости вращения, определяемый из условия $\frac{dv}{d\varphi} = 0$,

$$\varphi = 2\mu\rho. \quad (4.40)$$

Максимальная скорость находится подстановкой (4.40) в (4.39):

$$v_{\text{макс}} = \frac{1}{2\varphi}. \quad (4.41)$$

Семейство зависимостей скорости вращения от магнитного потока при постоянных значениях произведения $\mu\rho = \text{const}$, построенных по уравнению (4.39), приведено на рис. 4.22. Из этого рисунка видно, что в области, где $\varphi > 2\mu\rho$, скорость вращения уменьшается, а в области, где $\varphi < 2\mu\rho$, растет по мере увеличения магнитного потока. На этом же графике нанесена кривая тока якоря i , изменяющаяся по гиперболе в зависимости от потока и при постоянном вращающем моменте.

Область, в которой скорость вращения возрастает с уменьшением потока, относится к регулированию скорости вращения двигателей сравнительно большой мощности, имеющих малое сопротивление ρ . В этом случае номинальная скорость при номинальном магнитном потоке является в то же время и минимальной скоростью; регулирование практически протекает в области, где скорость вращения больше ее номинального значения. Максимальная скорость и диапазон регулирования ограничиваются здесь в основном допустимым нагревом от потерь, пропорциональных квадрату тока якоря, условиями коммутации, связанными с реактивной э. д. с., зависящей от скорости и тока якоря. Имеет также значение снижение жесткости механических характеристик при ослаблении магнитного потока. Рациональный диапазон регулирования скорости изменением потока не превосходит обычно величины порядка 3 : 1. Размеры и стоимость двигателя с увеличением диапазона регулирования увеличиваются вследствие снижения основной номинальной скорости вращения и ухудшения условий коммутации. Поскольку допустимый по условиям нагрева обмоток ток якоря почти не меняется, регулирование может осуществляться при постоянной электромагнитной

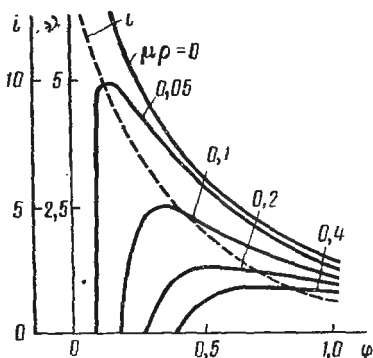


Рис. 4.22. Зависимости скорости от потока двигателя постоянного тока при различных значениях ($\mu\rho$)

мощности (момент вращения обратно пропорционален скорости). Следует отметить, что данный способ регулирования отличается высоким к. п. д., хорошей плавностью и удобством управления, широко применяется на практике.

Область, в которой скорость вращения уменьшается при снижении потока, относится к регулированию скорости двигателей малой мощности, имеющих большое значение относительного сопротивления якоря. Те же кривые (см. рис. 4.22) иллюстрируют отличительное свойство регулирования в этой области — с уменьшением потока скорость может снижаться до нуля, что обуславливает большой диапазон регулирования. В этом случае к. п. д. двигателя оказывается небольшим.

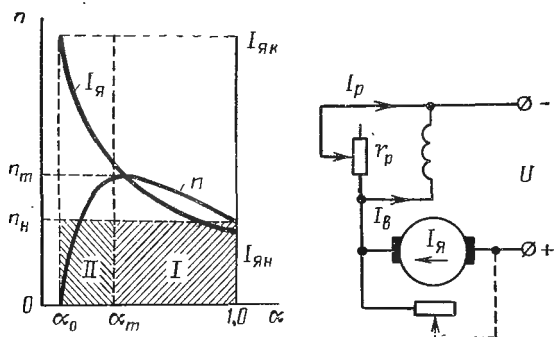


Рис. 4.23. Зависимость скорости и тока якоря двигателя от коэффициента шунтирования

Двигатель последовательного возбуждения. Регулирование скорости вращения двигателя последовательного возбуждения изменением магнитного потока (тока возбуждения) практически осуществляется включением добавочного сопротивления (регулирующего реостата) параллельно обмотке возбуждения или обмотке якоря (рис. 4.23). В первом случае при заданном токе якоря магнитный поток может быть уменьшен, во втором — увеличен. Соответственно этому скорость вращения можно изменять в сторону увеличения или уменьшения. Для схемы с шунтированием обмотки возбуждения (см. рис. 4.23 без пунктирной ветви)

$$I_{\text{в}} = I_{\text{я}} - I_{\text{р}} = \alpha I_{\text{я}}, \quad (4.42)$$

где $\alpha = \frac{r_{\text{р}}}{r_{\text{р}} + r_{\text{в}}}$ — коэффициент шунтирования.

Магнитный поток возбуждения с учетом насыщения

$$\Phi = ak_{\text{н}} I_{\text{в}} = \alpha ak_{\text{н}} I_{\text{я}}, \quad (4.43)$$

где k_n — коэффициент магнитного насыщения.
Скоростная характеристика

$$n = \frac{U - (ar_B + r_{\text{я}}) I_{\text{я}}}{a a c_e k_n I_{\text{я}}}. \quad (4.44)$$

Вращающий момент

$$M = a a c_m k_n I_{\text{я}}^2. \quad (4.45)$$

Механическая характеристика

$$n = \frac{U}{\frac{c_e}{c_m} \sqrt{a a c_m k_n} \sqrt{M}} - \frac{(ar_B + r_{\text{я}})}{a a c_e k_n}. \quad (4.46)$$

В этом уравнении коэффициент шунтирования α и вращающий момент M — величины изменяющиеся. Если $M = \text{const}$, то скорость вращения имеет максимум при коэффициенте шунтирования

$$\alpha_m = \frac{4 M r_{\text{я}}^2}{U^2 a c_{\text{я}} k_n}. \quad (4.47)$$

Последнее находится из условия

$$\frac{dn}{d\alpha} = 0.$$

Зависимости скорости вращения и тока якоря двигателя от коэффициента шунтирования α при постоянном моменте изображены на рис. 4.23. Как и в предыдущем случае, здесь также имеются две характерные области: первая $\alpha_m < \alpha < 1$, в которой скорость вращения растет с уменьшением тока возбуждения или коэффициента шунтирования $I_{\text{в}} = \alpha I_{\text{я}}$, и вторая $\alpha_0 < \alpha < \alpha_m$, где скорость снижается с уменьшением тока возбуждения. В приводах, как правило, осуществляется регулирование, соответствующее первой области, отличающейся сравнительно малым током якоря и высоким к. п. д. Диапазон регулирования обычно не превосходит на практике 2:1, вследствие ограничивающего влияния таких основных факторов, как нагрев и коммутация двигателя. Для рассматриваемой области зависимости скорости от момента вращения при различных постоянных значениях α представлены кривыми (1, 2 на рис. 4.24). Во второй области ($\alpha_0 < \alpha < \alpha_m$), где скорость падает от максимальной величины при $\alpha = \alpha_m$ до нулевой при $\alpha = \alpha_0$, коэффициент полезного действия низок из-за больших потерь в якоре и реостате. Такое регулирование применяется лишь в двигателях малой мощности, для которых величина к. п. д. не имеет большого значения. Диапазон регулирования в этой области может быть

большим, чем в первой. Оценивая в целом способ регулирования скорости двигателя последовательного возбуждения, основанный на шунтировании обмотки возбуждения, можно сказать, что он характеризуется сравнительно высоким к. п. д., малой мощностью управления и удобством. Вместе с тем он отличается сравнительно небольшим диапазоном регулирования и недостаточной жесткостью механических характеристик.

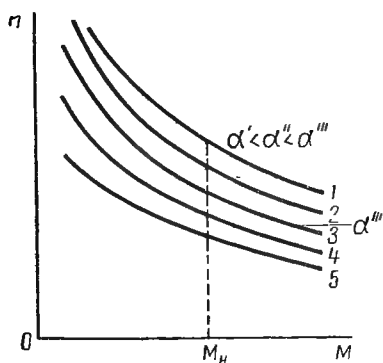


Рис. 4.24. Механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением:

1, 2 — при шунтировании обмотки возбуждения; 3 — естественная; 4, 5 — при шунтировании обмотки якоря

ввиду низких значений к. п. д. Поэтому он применяется обычно в случае кратковременного снижения скорости вращения установки.

§ 4. 14. Сопоставление методов регулирования скорости вращения электроприводов и перспективы их развития

По регулировочным свойствам электродвигатели располагаются в ряд: коллекторные двигатели постоянного и переменного тока, бесколлекторные асинхронные и синхронные двигатели. Хорошие регулировочные свойства коллекторных машин получаются за счет усложнения конструкции, увеличения стоимости и уменьшения надежности в работе по сравнению с бесколлекторными машинами переменного тока. В настоящее время наилучшими возможностями регулирования и управления отличаются электроприводы постоянного тока по системе генератор — двигатель.

В ряде текстильных машин, преимущественно отделочного производства, электроприводы по схеме Г—Д находят пока зна-

чительное применение. По диапазону (до 2000) и плавности регулирования скорости, возможностям универсального автоматического управления на основе обратных связей эта система находится на высоком уровне. В настоящее время улучшение свойств таких приводов в статическом и динамическом режимах достигается возбуждением их от полупроводниковых усилителей.

Для небольших мощностей (до 10 кВт) с успехом используется система ЭМУ—Д с большим диапазоном регулирования скорости, хорошей точностью ее стабилизации на заданных ступенях и высоким коэффициентом усиления, позволяющим воспользоваться компактной, малогабаритной и дешевой аппаратурой управления. Электроприводы по схеме ЭМУ—Д получили дальнейшее развитие в связи с применением промежуточных транзисторных усилителей для цепей управления, значительно увеличивающих диапазон регулирования и быстродействие системы. Вместе с тем электроприводы по схеме Г—Д отличаются большими начальными затратами на оборудование и габаритами, а также высокими эксплуатационными расходами, обусловленными низким к. п. д. и необходимостью ухода за коллекторами со щетками.

Для ряда машин более простое и экономичное решение вопроса регулирования скорости может дать замена двигатель-генераторного агрегата в системе Г—Д, управляемым ионным выпрямителем (ртутным или тиратронным). Нереверсивный электропривод с управляемым ртутным выпрямителем дешевле системы Г—Д по капитальным затратам (почти в 2 раза) и эксплуатационным расходам. Он характеризуется также высоким быстродействием и малой мощностью управления. Вместе с тем ионный привод отличается низким коэффициентом мощности и наличием высших гармоник тока, увеличивающих нагрев двигателя и его номинальную мощность. Реверсивный ионный привод имеет более сложную схему и повышенную стоимость оборудования по сравнению с нереверсивной вследствие трудностей осуществления рекуперативного торможения. В этом случае ионный привод практически утрачивает отмеченное выше экономическое преимущество перед системой Г—Д.

Прогресс в области полупроводниковых выпрямителей, достигнутый за последние годы, дает большие возможности для их применения в регулируемых электроприводах. Преобразование переменного тока в постоянный полупроводниковыми вентилями осуществляется более совершенно, чем другими методами. Сочетание неуправляемых полупроводниковых диодов с магнитными усилителями в цепи якоря (МУ—Д) позволяет сравнительно просто с умеренными потерями изменять выпрямленное напряжение и регулировать скорость вращения двигателей постоянного тока небольшой мощности в значительных пре-

делах (до 100). Некоторые сновальные машины отечественного производства оборудованы в настоящее время такого типа приводами с послыонным и базисным автоматическим регулированием скорости.

Одна из главных задач совершенствования автоматизированных установок состоит в развитии и внедрении полупроводникового регулируемого электропривода постоянного тока по системе УПВ—Д. Улучшение показателей управляемых кремниевых выпрямителей (тиристоров), выпускаемых отечественной промышленностью, содействует ускорению решения этой задачи. Эти приводы весьма перспективны вследствие высокой надежности, длительности службы, быстродействия, высокого к. п. д. и малой мощности управления. Влияние температуры на характеристики составляет пока основной недостаток управляемых вентилей. Использование в ближайший период таких электроприводов, например, в отделочном производстве представляется весьма рациональным. Выявление типов текстильных машин, для которых выгодно применять электроприводы по системе УПВ—Д, создание и внедрение их в производство — ближайшая актуальная задача. Тиристорные преобразователи постоянного тока строятся на сотни и более киловатт.

Коллекторные двигатели переменного тока не требуют преобразования переменного тока в постоянный. Усовершенствованные в отношении коммутации, к. п. д. и пределов регулирования они по ряду показателей приближаются к двигателям постоянного тока. В связи с этим расширяется область их применения. В установках небольшой мощности зарекомендовали себя двигатели, питаемые со стороны ротора с диапазоном регулирования, приближающимся к 5 : 1. Скорость такого двигателя изменяется перемещением щеток, осуществляемым исполнительным микродвигателем. Причина, несколько ограничивающая применение этих двигателей, связана с инерционностью регулирования и необходимостью ухода за коллектором и комплектом передвижных щеток.

Наиболее широкое распространение в промышленности, в частности текстильной, получили асинхронные двигатели, как самые простые по конструкции, надежные и экономичные в работе. Для асинхронных и синхронных электроприводов наилучшим является частотное регулирование.

Масштабы практического использования таких систем зависят в основном от качества преобразователей частоты. Существующие электромашинные преобразователи частоты: асинхронные, синхронные, одноякорные и компенсированные коллекторные — сложны, дороги по капитальным и эксплуатационным расходам и недостаточно экономичны, хотя и в неодинаковой мере. Последние исследования показывают, что из электромашинных преобразователей частоты систему с компенсирован-

ным коллекторным генератором и полупроводниковым возбудителем следует признать более перспективной. Ввиду недостатков существующих электромашинных регулируемых преобразователей частоты в настоящее время в значительных масштабах используются более простые преобразователи с синхронным генератором и механическим вариатором. В частности, электромеханические преобразователи применяются в системах приводов прядильных машин для производства химических волокон, где они обеспечивают необходимые скоростные режимы технологического процесса. Практическая целесообразность внедрения частотного управления асинхронными и синхронными электроприводами с вращающимися преобразователями частоты в основном ограничивается в настоящее время системами, требующими одновременного согласованного регулирования ряда машин или механизмов (прядильные машины различных типов и др.).

Большое практическое значение принадлежит статическим полупроводниково-магнитным преобразователям частоты. Высокая надежность работы, нетребовательность к уходу и быстрое действие составляют основные достоинства бесколлекторных приводов переменного тока со статическими преобразователями частоты. На современном уровне развития полупроводниковыми триодами (транзисторами) можно управлять двигателями мощностью до 2,0 кВт, а полупроводниковыми управляемыми вентилями (тиристорами) — двигателями мощностью в сотни киловатт и более. Полупроводниковые преобразователи частоты не свободны пока от недостатков; основным из них является наличие высших гармоник в кривых напряжения и тока, снижающих к. п. д. и жесткость механических характеристик двигателя. Применение частотного регулирования скорости со статическими преобразователями целесообразно в приводах с широким диапазоном регулирования скорости, работающих длительно на низких скоростях, а также для быстроходных двигателей.

Известное использование в регулируемых приводах находят каскадные соединения асинхронных двигателей с машинами постоянного тока. Среди них по значимости, например, для некоторых прядильных машин, выделяется асинхронный машинно-вентильный каскад с силовыми кремниевыми выпрямителями. Он характеризуется высоким к. п. д., значительным коэффициентом усиления, возможностью точной отработки управляющего сигнала. Вместе с тем этот каскад, включающий кроме асинхронной и машину постоянного тока, нуждающуюся в уходе, имеет сравнительно небольшой диапазон регулирования скорости. С увеличением последнего мощности выпрямителя и машины постоянного тока растут пропорционально скольжению.

Для определенных производственных машин и механизмов может быть вполне приемлемым асинхронный привод, регулируемый магнитным усилителем в цепи статора (система МУ—АД). Ценной особенностью такой системы является отсутствие подвижных контактов как в двигателе, так и в усилителе и связанная с этим надежность работы и удобство обслуживания.

Рассматриваемый асинхронный привод без подвижных контактов обладает высокой надежностью и не требует ухода. Выполненный по замкнутой схеме, он позволяет получить максимальный диапазон регулирования порядка 10 : 1 и имеет малую мощность управления. При малых скоростях к. п. д. низок. В случаях малой нагрузки на валу привод становится практически нерегулируемым. Система может целесообразно использоваться в приводах малой мощности с плавным и глубоким регулированием скорости, а также в установках значительной мощности, но небольшого диапазона регулирования (до двух) с вентиляторным статическим моментом, где двигатель хорошо используется по нагреву, потерям и коэффициенту мощности, а также в условиях агрессивной и взрывоопасной среды.

В последние годы широкое распространение получило регулирование различных производственных машин посредством электромагнитных муфт скольжения и нерегулируемых асинхронных или синхронных двигателей. В этих приводах муфта выполняет роль редуктора с плавным изменением передаточного числа. Однако она более совершенна, чем механический вариатор. Усовершенствование конструкции индукторной муфты скольжения, создание бесконтактной муфты с неподвижной обмоткой возбуждения, а также достижения техники полупроводниковых усилителей способствуют возрастающему внедрению такого типа муфт. Наиболее ценным качеством таких приводов является их безупречная надежность работы в различных условиях, включая среды с коррозионными и взрывоопасными газами. Второе положительное свойство систем с муфтами скольжения состоит в том, что совместно с полупроводниковыми регуляторами они обеспечивают разносторонние функции управления и регулирования. Регулирование скорости в условиях длительной работы возможно в пределах 10 : 1 с точностью поддержания скорости на каждой ступени до 1%.

По уровню энергетических показателей данный привод не уступает системе МУ—АД. Наиболее выгодное в энергетическом отношении применение муфт скольжения относится к приводам вентиляторов, центробежных насосов и других механизмов, мощность которых пропорциональна кубу скорости. Системы используются также для машин с мощностью на валу, пропорциональной скорости вращения (постоянным статическим моментом).

Примером применения электромагнитных муфт скольжения являются многодвигательные приводы разнообразных конвейеров, печатных машин, электрических валов, наматывающих механизмов, машин по производству химических волокон, вентиляторов, ленточных текстильных машин и др. Создание приводов с электромагнитными бесконтактными муфтами скольжения для отечественных текстильных машин, включая машины предприятий химических волокон, является ближайшей задачей. Наряду с индивидуальными регулируемые электроприводами в текстильной промышленности видная роль принадлежит многодвигательным приводам с согласованными скоростями движения, а также силовым следящим системам.

В настоящее время некоторые из перечисленных систем регулируемых электроприводов нашли практическое применение в отечественной текстильной промышленности, другие представляют ближайший перспективный интерес. Вопросы обоснованного выбора рациональных регулируемых электроприводов имеют первостепенное значение. Отвечая всем технологическим требованиям, выбранная система электропривода должна быть экономически наиболее выгодной. С этой целью необходимы сопоставления показателей отдельных типов приводов применительно к данной технологической машине или механизму. Экономическим расчетам, учитывающим капитальные затраты, эксплуатационные расходы (потребляемую энергию, обслуживание и др.), достигаемый уровень производительности труда и сроки окупаемости электропривода, принадлежит важнейшая роль.

Повышение надежности и бесперебойности работы электроприводов продолжает оставаться актуальной задачей. В этом направлении существенное значение принадлежит внедрению типовых комплектных электроприводов, стандартных легкозаменимых узлов и блоков заводского изготовления, бесконтактных унифицированных средств управления и улучшению качества контактной аппаратуры.

Глава V

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

§ 5. 1. Виды переходных процессов и факторы, влияющие на их протекание

Режим работы электродвигателя часто оказывается переменным, его нагрузка непостоянна, периодически осуществляются пуск и остановка, а в ряде случаев регулируется скорость. В зависимости от условий работы исполнительного механизма производится воздействие на электрические цепи управления электроприводом, что необходимо для выполнения системой заданных операций или движения по определенной программе или закону. Кроме того, в процессе работы возможно отклонение напряжения питания электропривода. По ряду причин режим работы электропривода оказывается переменным. Переходный режим электропривода возникает вследствие резкого изменения какой-либо величины или параметра системы: нагрузки, напряжения, сопротивления и т. д. Переходные процессы вызываются некоторыми нормальными эксплуатационными режимами, например, пуском или торможением двигателей, и могут быть аварийными, как, например, при внезапном коротком замыкании.

Работа электропривода характеризуется нагрузочными диаграммами, представляющими собой зависимость вращающего момента, мощности, тока и скорости вращения двигателя от времени. Нагрузочные диаграммы необходимы для правильного выбора мощности двигателя и определения влияния переходных процессов на работу электропривода.

Анализ переходных процессов позволяет выявить условия получения наибольшей производительности и лучшего качества продукции, так как электропривод должен обеспечивать не только быстроту протекания переходных процессов, но и соответствующий их характер. Особенно это важно для текстильных машин, где, например, превышение допустимых ускорений может привести к быстрой поломке слабых звеньев машины и частому обрыву нитей, т. е. к браку продукции. Поэтому ускорения в процессе пуска, торможения и реверса электропривода должны поддерживаться в определенных пределах. Практиче-

ский интерес представляют также изменения во времени и максимальные значения вращающего момента, тока и мощности, нагрев отдельных частей и двигателя в целом. Все эти электрические и механические показатели взаимно связаны между собой и определяют производительность, надежность и экономичность электропривода в эксплуатации. Знание характера изменения электрических и механических показателей системы позволяет правильно выбрать мощность электродвигателя, способ и средства управления им, а также произвести расчет отдельных звеньев системы.

Возникновение переходных процессов и закономерность их протекания в электроприводе связаны с изменением электромагнитной энергии в электрических цепях и механической энергии движущихся масс в период перехода от одного установившегося режима к другому. В переходный период в электроприводе происходит накопление или рассеяние энергии. Наличие энергии указывает на то, что переходный процесс в электромеханических системах не может протекать мгновенно. В неустановившихся режимах происходят изменения электрических, магнитных, механических и тепловых величин, зависящие от ряда факторов.

На протекание переходных процессов в электроприводах оказывают влияние различные виды инерции: электромагнитная, механическая и тепловая, которые в конечном счете оказывают на процессы замедляющее действие.

Степень влияния каждого вида инерции характеризуется так называемыми инерционными постоянными времени: электромеханической T_m , электромагнитной T_e и тепловой T_t .

Реальный переходной процесс электропривода является сложным единым комплексом, состоящим из электромагнитного, механического и теплового процессов. Однако при анализе основных переходных режимов, как правило, учитываются лишь механическая и электромагнитная инерция. Сравнительно медленное изменение температуры в течение переходного режима не учитывается. Более того, в большинстве случаев ограничиваются учетом только механической инерции, имея в виду, что анализ переходного процесса не требует большой точности. Поэтому представляется возможным во многих случаях приближенно анализировать механические переходные процессы без учета электромагнитных.

Переходные процессы, учитывающие только механическую инерцию, называются механическими.

Для более точного анализа переходных процессов нередко необходимо учитывать, помимо механической, и электромагнитную инерцию. Переходные процессы электроприводов, в которых учитывается механическая и электромагнитная инерция, называются электромеханическими.

Анализ электромеханических переходных процессов представляет собой весьма сложную задачу, в особенности в системах автоматизированного электропривода, где приходится дополнительно учитывать характеристики аппаратуры управления.

§ 5. 2. Приближенный аналитический расчет переходных процессов

Определение времени разгона и торможения электропривода. Время разгона и торможения электропривода оказывает влияние на режим работы и производительность исполнительного механизма. Время пуска и торможения можно определить путем решения уравнения движения электропривода.

Разделение переменных уравнений движения (1.5) и интегрирование дают:

$$t = \int_{n_1}^{n_2} \frac{GD^2}{38,2} \frac{dn}{M - M_c}. \quad (5.1)$$

Решение уравнения (5.1) возможно в том случае, если известна зависимость вращающего момента электродвигателя и момента статического сопротивления от скорости. Если моменты двигателя и сопротивления находятся в сложной зависимости от скорости, то уравнение движения аналитически не решается. В этом случае пользуются графо-аналитическим или графическим методами. При условии постоянства $(M - M_c)$ и GD^2 время переходного режима

$$t_n = \frac{GD^2 (n_2 - n_1)}{38,2 (M - M_c)}. \quad (5.2)$$

Время разгона двигателя от $n_1 = 0$ до $n_2 = n_n$ под действием среднего момента $M_{cp} = \alpha M_n$ (рис. 5.1)

$$t_{п1} = \frac{GD^2 n_n}{38,2 (\alpha M_n - M_c)}. \quad (5.3)$$

Коэффициент $\alpha = 1,2 \div 2,0$.
Время торможения

$$t_r = \int_{n_2}^{n_1} \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{M + M_c}. \quad (5.4)$$

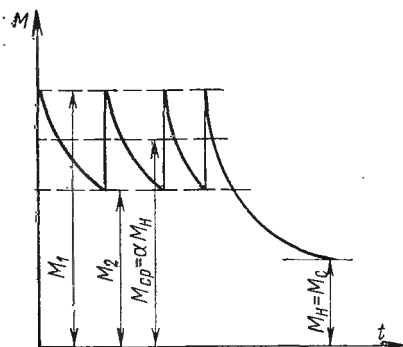


Рис. 5.1. Диаграмма изменения момента двигателя от времени при реостатном пуске

В частном случае, когда M , M_c и GD^2 неизменны, время торможения

$$t_r = \frac{GD^2}{38,2} \left(\frac{n_1 - n_2}{M + M_c} \right). \quad (5.5)$$

Зависимость скорости и момента от времени. Если динамический момент выражается как функция скорости, то в ряде случаев можно приближенно рассчитать переходный процесс аналитически. Наиболее простое решение задачи получается, когда механические характеристики двигателя и механизма являются линейными, в частности при $M_c = \text{const}$. На рис. 5.2 приведен график скорости в функции динамического момента. Эту зависимость можно выразить следующим образом:

$$M_d = k (\omega_0 - \Delta\omega_c - \omega). \quad (5.6)$$

Здесь k — коэффициент пропорциональности, определяемый по начальным условиям;

$$\Delta\omega_c = \omega_0 - \omega_y;$$

ω_0 — скорость идеально-го холостого хода;

ω — текущая скорость двигателя.

В случае $M_c = 0$ и $\Delta\omega_c = 0$

$$M_d = k (\omega_0 - \omega). \quad (5.7)$$

В начальный момент пуска $\omega = 0$ и $M_d = M_{dm}$, поэтому уравнение (5.6) приводится к форме

$$M_{dm} = k\omega_y,$$

откуда

$$k = \frac{M_{dm}}{\omega_y}.$$

Подставляя полученные значения для k в (5.7), получим:

$$M_d = \frac{M_{dm}}{\omega_0} (\omega_y - \omega) \text{ и } M_d = \frac{M_n}{\omega_0 S_H} (\omega_y - \omega).$$

Исходя из равенства $M_d = J \frac{d\omega}{dt}$ и разделяя его переменные $dt = J \frac{d\omega}{M_d}$, определим время, в течение которого скорость электропривода достигает некоторого значения ω :

$$t = \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} J \frac{d\omega}{M_d}, \quad (5.8)$$

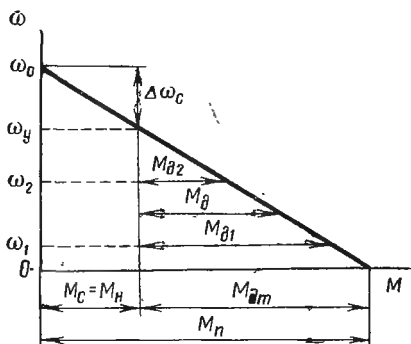


Рис. 5.2. Механическая характеристика двигателя и механизма при $M_c = \text{const}$

где $\omega_{\text{нач}}$ — скорость в начале переходного процесса.
Используя выражения (5.8) и (5.7), получим:

$$t = J \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} \frac{d\omega}{k(\omega_y - \omega)} = T_m \ln \frac{\omega_y - \omega_{\text{нач}}}{\omega_y - \omega}, \quad (5.9)$$

где $T_m = \frac{J}{k}$ — электромеханическая постоянная времени.

Из последнего выражения, после некоторых преобразований, находим зависимость $\omega = \varphi(t)$:

$$\omega = \omega_y (1 - e^{-t/T_m}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/T_m}. \quad (5.10)$$

В случае, когда разгон происходит при условии $\omega_{\text{нач}} = 0$, уравнение (5.10) примет упрощенный вид:

$$\omega = \omega_y (1 - e^{-t/T_m}). \quad (5.11)$$

На рис. 5.3 приведены кривые зависимости $\omega = \varphi(t)$, построенные на основании (5.10) и (5.11). Кривая 1 характеризует процесс разгона, когда $\omega_{\text{нач}} \neq 0$, а $M_c = 0$; кривая же 2 относится к процессу при $\omega_{\text{нач}} = 0$ и $M_c \neq 0$. Кривая 3 соответствует $\omega_{\text{нач}} \neq 0$ и $M_c = 0$, а кривая 4 описывает процесс при $\omega_{\text{нач}} = 0$ и $M_c \neq 0$.

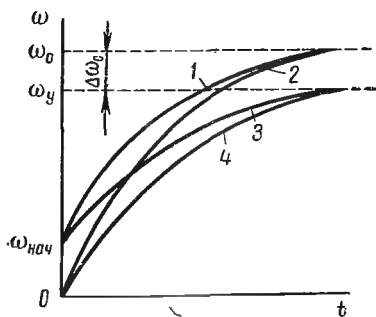


Рис. 5.3. Кривые $\omega = \varphi(t)$

Характеристики $\omega = \varphi(t)$ показывают, что практически процесс разгона завершается в течение $t_p = (4 - 5) T_m$.

Электромеханическая постоянная времени T_m , характеризующая быстроту протекания механических переходных процессов:

$$T_m = \frac{J}{k} = \frac{J}{M_{\text{дм}}} \omega_y = \frac{J \omega_0}{M_{\text{п}}}.$$

Здесь $M_{\text{п}}$ — пусковой (максимальный) вращающий момент.

Физически электромеханическая постоянная времени представляет собой время, в течение которого электропривод под действием постоянного момента, равного пусковому, разгонится до синхронной скорости ω_0 .

Помимо характера изменения скорости, часто требуется знать закон изменения момента двигателя в функции времени $M = f(t)$. Он может быть найден подстановкой в (5.10) значений ω ,

$\omega_{\text{нач}}$ и ω_y , выраженных через соответствующие вращающие моменты: M , $M_{\text{нач}}$, M_y :

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{\text{п}}} \cdot M,$$

$$\omega_{\text{нач}} = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{\text{п}}} \cdot M_{\text{нач}},$$

$$\omega_y = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{\text{п}}} \cdot M_y.$$

После подстановки получим:

$$M = M_y (1 - e^{-t/T_M}) + M_{\text{нач}} e^{-t/T_M}. \quad (5.12)$$

§ 5. 3. Графо-аналитическое решение уравнения движения электропривода

Для многих приводов уравнение движения оказывается нелинейным и не поддается аналитическому решению. В таких случаях можно использовать графо-аналитические способы. Наиболее распространенными являются методы площадей и конечных приращений.

Метод площадей. Зависимости скорости и момента от времени графо-аналитически находятся по уравнению движения в конечных приращениях

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta t} = \frac{\pm M \mp M_c}{J}. \quad (5.13)$$

Механические характеристики двигателя и рабочей машины изображаются во втором квадранте (рис. 5.4). По ним строится кривая динамического момента. В режиме пуска, например, $M_d = M - M_c = \varphi(\omega)$. Эта кривая разделяется на m участков. Чем больше m , тем точнее результаты решения.

Динамический момент на каждом участке принимается равным среднему постоянному значению. Для любого, например, k -го участка

$$\Delta t_k = J \frac{\Delta \omega_k}{M_{dk}}. \quad (5.14)$$

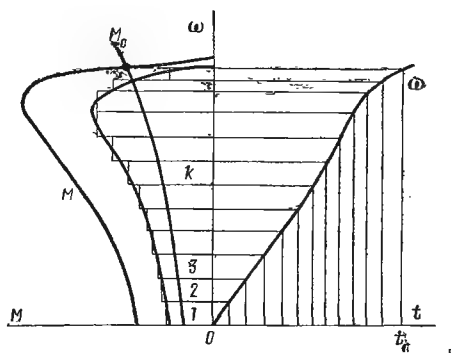


Рис. 5.4. Построение кривой $\omega = \varphi(t)$ для случая пуска электропривода методом площадей

Этому значению времени, откладываемому по оси абсцисс в первом квадранте, соответствует ордината $\omega_{k-1} + \Delta\omega_k$.

Производя подобное построение для всех участков, получают кривую $\omega = \varphi(t)$. Время пуска

$$t_{\text{п}} = J \sum_{k=1}^m \frac{\Delta\omega_k}{M_{\text{д}k}}. \quad (5.15)$$

Таким образом можно построить кривую $\omega = \varphi(t)$ не только для пуска, но и для другого переходного режима, например торможения. При этом динамический момент в общем случае, равный $M_{\text{д}} = \pm M \pm M_{\text{с}}$, необходимо найти с учетом знаков составляющих моментов.

Метод конечных приращений. Так же, как и раньше, строят кривую динамического момента по характеристикам двигателя и механизма с учетом знаков их моментов.

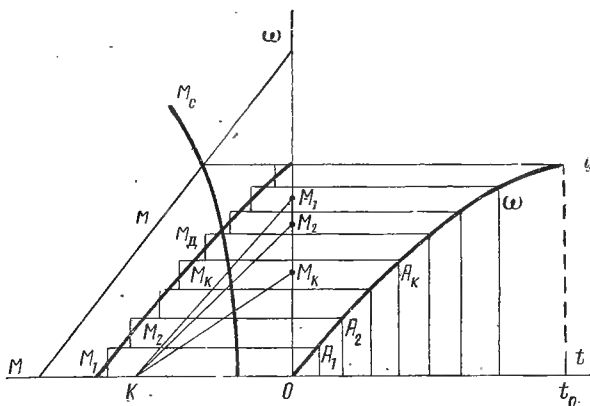


Рис. 5.5. Построение кривой $\omega = \varphi(t)$ для случая пуска электропривода при использовании метода конечных приращений

В режиме разгона привода $M_{\text{д}} = M - M_{\text{с}}$ (рис. 5.5). Исходным уравнением движения в конечных приращениях является (5.13). Кривая $\omega = \varphi(M_{\text{д}})$ разделяется на интервалы, на каждом из которых момент принимается неизменным, равным среднему значению. Величины динамических моментов откладывают по оси ординат: для $M_1, M_2, \dots, M_k$ и т. д. Затем проводятся прямые $KM_1, KM_2, \dots, KM_k$ и т. п. Точка K удалена от начала координат O на расстояние OK , равное в определенном масштабе моменту инерции. Далее, в первом квадранте проводят прямые OA_1, A_1A_2 и т. д., параллельные соответственно KM_1, KM_2 и т. п. Таким способом получается кривая $\omega = \varphi(t)$.

Пропорция (5.13) определяет значение Δt для любого участка, поскольку величины J , M_d и $\Delta\omega$ известны. По ней находится также масштаб момента инерции, выражаемый отрезком OK :

$$m_J = \frac{m_M m_t}{m_\omega}. \quad (5.16)$$

По найденной характеристике $\omega = \varphi(t)$ и исходной зависимости момента двигателя $M = \varphi(\omega)$ определяется электромагнитный момент в функции времени, т. е. нагрузочная диаграмма электропривода.

§ 5. 4. Переходные процессы в асинхронных электроприводах

В асинхронных двигателях электромагнитный переходный процесс протекает сравнительно быстро, поэтому механический переходный режим можно приближенно анализировать независимо без учета влияния первого. Рассмотрим переходный процесс в асинхронном двигателе с фазным ротором, статический момент сопротивления которого равен нулю. В этом случае, используя упрощенную формулу механической характеристики при $\varepsilon = 0$, определяем уравнение движения

$$\frac{2M_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}.$$

Решая его относительно dt , получим:

$$dt = - \frac{J\omega_0}{2M_m} \left(\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} \right) ds. \quad (5.17)$$

Интегрируя (5.17) в пределах от $s_{\text{нач}}$ до s , имеем:

$$t = \frac{T_M}{2} \left(\frac{s_{\text{нач}}^2 - s^2}{2s_m} + s_m \ln \frac{s_{\text{нач}}}{s} \right). \quad (5.18)$$

Длительность переходного периода электропривода с асинхронным двигателем зависит от электромеханической постоянной, критического и начального скольжений.

Рассмотрим режим пуска электродвигателя, когда $s_{\text{нач}} = 1$; $\omega = 0$. Согласно (5.18)

$$t = \frac{T_M}{2} \left(\frac{1 - s^2}{2s_m} + s_m \ln \frac{1}{s} \right). \quad (5.19)$$

Полагая $s = 0,05$,

$$\frac{t}{T_M} \approx \frac{1}{4s_m} + 1,5 s_m. \quad (5.20)$$

Величина относительного времени пуска зависит от значения критического скольжения. Эта зависимость приведена на рис. 5.6.

Если из (5.18) определить $\frac{dt}{ds_m} = 0$, то после преобразования можно найти величину оптимального скольжения, при котором время пуска двигателя минимально:

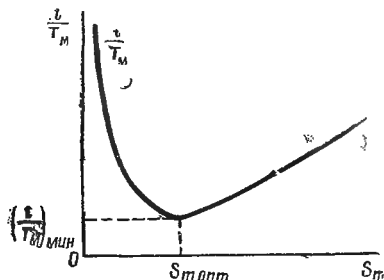


Рис. 5.6. Зависимость относительного времени пуска асинхронного двигателя от критического скольжения.

$$s_{m \text{ опт}} = \sqrt{\frac{s_{\text{нач}}^2 - s^2}{2 \ln \frac{s_{\text{нач}}}{s}}}.$$

Для случая пуска от $s_{\text{нач}} = 1$ до $s = 0,05$

$$s_{m \text{ опт}} = \sqrt{\frac{1 - 0,05^2}{2 \ln \frac{1}{0,05}}} \approx 0,41.$$

Относительное время пуска без нагрузки имеет минимальное значение при критическом скольжении равно $s_{m \text{ опт}} \approx 0,41$.

В асинхронных двигателях с контактными кольцами путем введения соответствующего дополнительного сопротивления в цепь ротора можно получить наименьшее время пуска. Величина необходимого дополнительного сопротивления, которому отвечает наименьшее время пуска,

$$r_d = r_2 \left(\frac{s_{m \text{ опт}}}{s_m} - 1 \right), \quad (5.21)$$

где r_2 — сопротивление фазы ротора;
 s_m — критическое скольжение при коротком замыкании обмотки ротора;

$s_{m \text{ опт}}$ — оптимальное значение критического скольжения.
 Для электропривода с асинхронным двигателем при $M_c = \text{const}$

$$\frac{2M_m}{s} + \frac{s_m}{s} - M_c = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}. \quad (5.22)$$

После разделения переменных и интегрирования имеем:

$$\frac{t}{T_m} = \frac{M_m}{M_c} (s - s_{\text{нач}}) + 2 \left(\frac{M_m}{M_c} \right)^2 s_m \left(\frac{s_1}{s_1 - s_2} \ln \frac{s - s_1}{s_{\text{нач}} - s_1} - \frac{s_2}{s_1 - s_2} \ln \frac{s - s_2}{s_{\text{нач}} - s_2} \right), \quad (5.23)$$

где $s_{\text{нач}}$ — величина начального скольжения;

s_1 и s_2 — величины скольжений, при которых момент двигателя равен M_c ;

s — величина конечного скольжения.

Зависимость относительного времени пуска двигателя от критического скольжения при различных значениях относительного статического момента $\frac{M_c}{M_m}$ приведена на рис. 5.7 в виде кривых, показывающих, что с ростом нагрузки время пуска и его минимальное значение увеличиваются.

Торможение противовключением осуществляется реверсированием на ходу вращающегося поля двигателя, что достигается

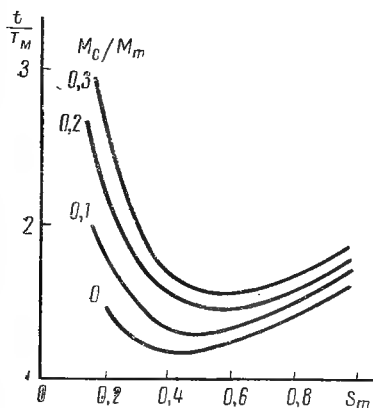


Рис. 5.7. Кривые зависимости относительного времени пуска от величины критического скольжения при различных значениях статического момента

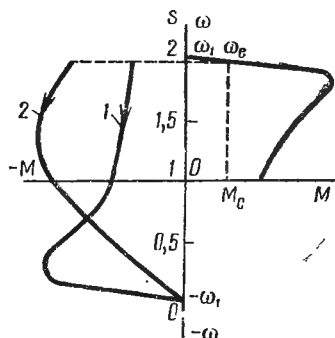


Рис. 5.8. Кривые зависимости скорости привода от момента при переходе из двигательного режима в режим противовключения

переключением двух фаз обмоток статора. На рис. 5.8 приведены характеристики $\omega = \varphi(M)$, показывающие переход привода из двигательного режима в режим противовключения. Кривая 1 соответствует тормозному режиму двигателя с короткозамкнутым ротором, а кривая 2 — двигателю с дополнительным сопротивлением ротора, увеличивающим момент и ограничивающим ток.

Время торможения противовключением, когда $M_c = \text{const}$,

$$\frac{t_T}{T_m} = \frac{M_m}{M_c} [s_{\text{нач}} - s] - 2 \left(\frac{M_m}{M_c} \right)^2 s_m \times \times \left(\frac{s_1}{s_1 - s_2} \ln \frac{s_{\text{нач}} - s_1}{s - s_1} - \frac{s_2}{s_1 - s_2} \ln \frac{s_{\text{нач}} - s_2}{s - s_2} \right). \quad (5.24)$$

Учитывая, что торможение происходит в пределах от $s_{\text{нач}} \approx 2$ до $s = s_{\text{кон}} = 1$, формула (5.24) для случая $M_c = 0$, преобразуется к виду

$$t_{\text{т0}} = T_m \left(\frac{0,75}{s_m} + 0,345 s_m \right). \quad (5.25)$$

Уравнение движения электропривода при динамическом торможении под нагрузкой

$$-\frac{2M_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} - M_c \approx J \omega_0 \frac{ds}{dt}. \quad (5.26)$$

Знак «минус» перед числом, выражающим момент двигателя, обусловлен тем, что при положительном направлении вращения момент двигателя отрицательный, а при отрицательном направлении — положительный. После разделения переменных время торможения

$$dt = -T_m \left[\frac{\left(\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} \right) M_m}{2M_m + M_c \left(\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} \right)} \right] ds. \quad (5.27)$$

Интегрируя (5.27) после подстановки пределов при $M_c = 0$, получим:

$$t_{\text{т}} = \frac{T_m}{2} \left(\frac{s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2}{2s_m} + s_m \ln \frac{s_{\text{нач}}}{s_{\text{кон}}} \right). \quad (5.28)$$

В частном случае, когда $s_{\text{нач}} = 1$ и $s_{\text{кон}} = 0,05$, выражение (5.28) подобно (5.20).

§ 5. 5. Переходные процессы

в электроприводах постоянного тока

Рассмотрим, как изменяется ток в якорной цепи при пуске под нагрузкой двигателя независимого или параллельного возбуждения. Если в уравнение движения подставить значение момента двигателя и момента сопротивления, то

$$c_m I_{\text{я}} \Phi - c_m I_c \Phi = J \frac{d\omega}{dt},$$

откуда ток якоря

$$I_{\text{я}} = \frac{J}{c_m \Phi} \frac{d\omega}{dt} + I_c, \quad (5.29)$$

где $I_c = \frac{M_c}{c_m \Phi}$.

Если двигатель разгоняется от $\omega_{\text{нач}} = 0$, то из (5.11) следует:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_y}{T_M} e^{-t/T_M}.$$

Соответственно скорость и постоянная времени

$$\omega_y = \omega_0 - \Delta\omega_c, \quad T_M = \frac{J\Delta\omega_c}{M_c} = \frac{J\Delta\omega_c}{I_c c_M \Phi}.$$

В связи с этим имеем:

$$I_{\text{я}} = \left(I_c \frac{\omega_0}{\Delta\omega_c} - I_c \right) e^{-t/T_M} + I_c. \quad (5.30)$$

Для момента времени $t=0$ из (5.30) пусковой или ток короткого замыкания равен

$$I_{\text{к.з.}} = I_c \frac{\omega_0}{\Delta\omega_c}.$$

После подстановки значения $I_{\text{к.з.}}$ в (5.30) получим:

$$I_{\text{я}} = (I_{\text{к.з.}} - I_c) e^{-t/T_M} + I_c. \quad (5.31)$$

На рис. 5.9 изображен график зависимости тока от времени (5.31), имеющий экспоненциальный характер.

Уравнение (5.10), справедливое также для процесса динамического торможения, запишем в виде

$$\omega = (\omega_0 - \Delta\omega_c) (1 - e^{-t/T_M}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/T_M}.$$

Динамическое торможение начинается в момент, когда $U=0$ и начальная скорость $\omega = \omega_{\text{нач}}$, поэтому, полагая $\omega_0 = 0$, получим:

$$\omega = (\omega_{\text{нач}} + \Delta\omega_c) e^{-t/T_M} - \Delta\omega_c. \quad (5.32)$$

Сопротивление цепи якоря в период динамического торможения равно $r_{\text{я}} + r_{\text{т}}$, поэтому электромеханическая постоянная T_M и перепад скорости $\Delta\omega_c$, зависящие от сопротивления цепи якоря, будут иметь другое значение.

Для динамического торможения без нагрузки на валу $M_c = 0$, $\Delta\omega_c = 0$.

Время динамического торможения от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$, согласно (5.32),

$$t = T_M \ln \frac{\omega_{\text{нач}} + \Delta\omega_c}{\omega_{\text{кон}} + \Delta\omega_c}. \quad (5.33)$$

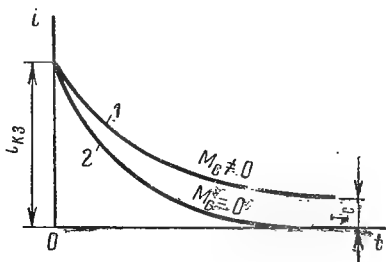


Рис. 5.9. Кривые изменения тока якоря при пуске двигателя холостую (кривая 2) и под нагрузкой (кривая 1)

Практически время торможения вхолостую $t = (4 \div 5) T_m$.

На рис. 5.10 приведены кривые $\omega = \varphi(t)$ в процессе динамического торможения. Кривая 1 относится к динамическому торможению под нагрузкой; ее участок, лежащий ниже оси абсцисс, возможен при активной нагрузке (например, при спуске груза краном). Кривая 2 характеризует процесс торможения электропривода вхолостую от $\omega_{нач} = \omega_0$.

Зависимость тока якоря от времени в процессе динамического торможения определяется по (5.29) и (5.31):

$$I_{я} = - \left(I_c \frac{\omega_{нач}}{\Delta \omega_c} + I_c \right) e^{-t/T_m} + I_c. \quad (5.34)$$

В начальный момент торможения $t = 0$

$$I_{я} = I_{я.нач} = - I_c \frac{\omega_{нач}}{\Delta \omega_c} = - \frac{E}{r_{я} + r_T}. \quad (5.35)$$

Подстановка (5.35) в (5.34) дает:

$$I_{я} = - (I_{я.нач} + I_c) e^{-t/T_m} + I_c. \quad (5.36)$$

На рис. 5.11 кривая 1 показывает изменение тока в процессе торможения электропривода под нагрузкой, а кривая 2 — при торможении вхолостую.

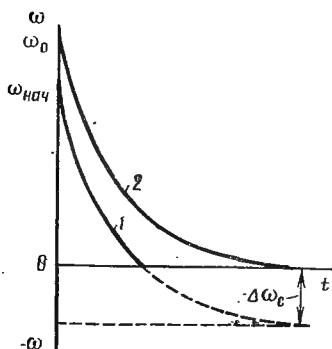


Рис. 5.10. Кривые зависимости скорости электропривода от времени при динамическом торможении

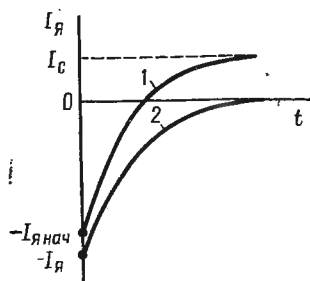


Рис. 5.11. Кривые изменения тока якоря в функции времени при динамическом торможении

§ 5. 6. Энергетика переходных процессов в электроприводах

Для обеспечения надежной и экономичной работы электродвигателей в переходных режимах необходимо, чтобы нагрев изоляции его обмоток не превышал допустимого предела. В этой связи рассмотрим потери энергии в двигателях при пусках и торможениях.

Потери энергии в асинхронном электроприводе. В режиме пуска без нагрузки на валу электрические потери мощности в роторе

$$\Delta P_{\text{э2}} = s M \omega_0 = s P_{\text{э}}, \quad (5.37)$$

где $P_{\text{э}} = \omega_0 M$ — электромагнитная мощность;

$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J \omega_0 \frac{ds}{dt}$ — вращающий момент.

Соответствующие потери энергии

$$A_{\text{э2}} = \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} \Delta P_{\text{э2}} dt = \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} \omega_0 M s dt = -J \omega_0^2 \int_{s_{\text{нач}}}^{s_{\text{кон}}} s ds. \quad (5.38)$$

После подстановки пределов интегрирования находим:

$$A_{\text{э2}} = \frac{J \omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2). \quad (5.39)$$

Когда разгон двигателя осуществляется до скорости, близкой синхронной, электрические потери в роторе равны кинетической энергии, запасаемой маховыми массами:

$$A_{\text{э2}} = A_{\text{мех}} = \frac{J \omega_0^2}{2}. \quad (5.40)$$

Эти потери не зависят от электрических параметров обмоток.

Потери энергии в обмотках статора и ротора при пуске

$$A_{\text{п}} = \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} 3I_1^2 r_1 dt + \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} 3I_2^2 r_2' dt. \quad (5.41)$$

Если пренебречь током холостого хода,

$$A_{\text{п}} = \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} 3I_2^2 (r_1 + r_2') dt. \quad (5.42)$$

Поскольку

$$3I_2^2 r_2' = \omega_0 M s; \quad dt = -\frac{J \omega_0}{M} ds; \quad s_{\text{нач}} = 1 \text{ и } s_{\text{кон}} \approx 0,$$

то (5.42) примет вид:

$$A_{\text{п}} = \int_{s_{\text{кон}}}^{s_{\text{нач}}} J \omega_0^2 \left(1 + \frac{r_1}{r_2'}\right) s ds = \frac{J \omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{r_1}{r_2'}\right). \quad (5.43)$$

Из этого уравнения следует, что потери в обмотке статора зависят и от соотношения сопротивлений обмоток. С увеличением активного сопротивления ротора потери энергии в обмотке статора снижаются.

Потери энергии в процессе динамического торможения без нагрузки на валу (мощность цепи возбуждения не учитывается) определяются выражением (5.39), в котором

$$A_{\text{э2}} = \frac{J\omega_0^2}{2}. \quad (5.44)$$

Режим торможения противовключением характеризуется скольжением $s_{\text{нач}} \approx 2$, $s_{\text{кон}} = 1$, поэтому потери энергии

$$A_{\text{э2}} = J \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) = 3J \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (5.45)$$

Таким образом, потери энергии в роторе в процессе торможения противовключением вхолостую в три раза больше, чем при динамическом торможении. Полные электрические потери энергии в тормозном режиме противовключения

$$A_{\text{э}} = 3 \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{r_1}{r_2'}\right). \quad (5.46)$$

Из вышеприведенных формул следует вывод, что для уменьшения потерь энергии в переходных режимах пуска, торможения и реверсирования необходимо уменьшить момент инерции ротора двигателя; однако с уменьшением момента инерции и неизменной мощности двигателя приходится увеличивать его скорость вращения. В свою очередь увеличение скорости двигателя ведет к увеличению потерь в переходных режимах пуска и торможения. Поэтому двигатели с частыми пусками и торможениями необходимо подбирать не только по мощности, но и по оптимальной скорости, которым отвечают меньшие значения потерь энергии, длительности переходных режимов, веса и стоимости.

Для приводов, работающих в тяжелых условиях, с частыми пусками и торможениями, используются асинхронные двигатели с повышенным активным сопротивлением цепи ротора, имеющие сравнительно меньшие потери энергии в обмотке статора. Двигатели единой серии с короткозамкнутым ротором типа АОС, обладающие повышенным номинальным скольжением, в определенной мере отвечают этим условиям. Двигатели с контактными кольцами и с добавочным активным сопротивлением в цепи ротора по сравнению с короткозамкнутыми характеризуются более благоприятными тепловыми показателями в тяжелых переходных режимах работы вследствие того, что часть потерь энергии цепи ротора выводится из самой машины в реостат. Этим объясняется тот факт, что для наиболее тяжелых переходных режимов работы строятся асинхронные двигатели с фазным ротором.

Потери энергии в электроприводе постоянного тока. Энергия, потребляемая якорем двигателя независимого и параллельного возбуждения при пуске вхолостую,

$$A = \int_{t_1}^{t_2} UI_{\text{я}} dt = \int_{t_1}^{t_2} EI_{\text{я}} dt + \int_{t_1}^{t_2} I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} dt. \quad (5.47)$$

Энергия, затрачиваемая на разгон маховых масс, выражается первым слагаемым, а энергия, теряемая в якоре,—вторым. Для пуска двигателя вхолостую

$$M = k_{\text{м}} I_{\text{я}} = J \frac{d\omega}{dt}; \quad I_{\text{я}} = \frac{J}{k_{\text{м}}} \cdot \frac{d\omega}{dt}.$$

Напряжение якоря можно выразить как $U = k_{\text{м}} \omega_0$, так как $UI_{\text{я}} = \omega_0 M = \omega_0 k_{\text{м}} I_{\text{я}}$. Подставив в (5.47) значения для тока и напряжения, имеем:

$$A = \int_{t_1}^{t_2} UI_{\text{я}} dt = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \omega_0 d\omega = J \omega_0 (\omega_2 - \omega_1). \quad (5.48)$$

Когда разгон двигателя происходит от $\omega_1 = 0$ до $\omega = \omega_0$, энергия, расходуемая в цепи якоря, равна $A = J \omega_0^2$. Энергия, затрачиваемая на разгон маховых масс привода,

$$A_{\text{мех}} = \int_{t_1}^{t_2} EI_{\text{я}} dt = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega d\omega = J \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2}.$$

Если $\omega_1 = 0$ и $\omega_2 = \omega_0$,

то

$$A_{\text{мех}} = A_{\text{я}} = J \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (5.49)$$

Здесь, как и в асинхронном двигателе, электрические потери энергии при разгоне двигателя вхолостую равны кинетической энергии ротора. Из этого следует, что в проектируемых машинах, предназначенных для работы с частыми пусками, стремятся снизить момент инерции якоря. Энергия, потребляемая двигателем в процессе пуска под нагрузкой, определяется также по (5.47). Но здесь ток якоря

$$I_{\text{я}} = \frac{J}{k_{\text{м}}} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_{\text{с}}}{k_{\text{м}}}.$$

Замена в (5.47) тока якоря его предыдущим выражением и напряжения $U = k_{\text{м}} \omega_0$ дает:

$$A = \int_{t_1}^{t_2} UI_{\text{я}} dt = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \omega_0 d\omega + \int_{t_1}^{t_2} \omega_0 M_{\text{с}} dt. \quad (5.50)$$

Если разгон двигателя производится от $t_1=0$ до $t_2=t_n$, то

$$A = \omega_0 J \omega_c + \omega_0 M_c t_n.$$

Энергия, затрачиваемая на разгон под нагрузкой движущихся частей привода,

$$A_{\text{мех}} = \int_{t_1}^{t_2} EI_{\text{я}} dt$$

или после интегрирования

$$A_{\text{мех}} = J \frac{\omega_0^2}{2} + M_c \int_{t_1}^{t_2} \omega dt. \quad (5.51)$$

Потери энергии в цепи якоря

$$A_{\text{я}} = A - A_{\text{мех}} = \omega_0 J \omega_c + \omega_0 M_c t_n - J \frac{\omega_0^2}{2} - M_c \int_{t_1}^{t_2} \omega dt. \quad (5.52)$$

В режиме динамического торможения двигателя накопленная энергия расходуется в основном в цепи якоря. В этом случае электрические потери в цепи якоря за время торможения без нагрузки на валу $A_{\text{я}} = J \frac{\omega_0^2}{2}$.

При торможении двигателя параллельного возбуждения противовключением потери энергии в цепи якоря такие же по величине, как и в роторе асинхронного двигателя:

$$A_{\text{я2}} = J \frac{\omega_0^2}{2} + J \omega_0^2 = 3J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

Энергия, выделяемая в цепи якоря в процессе противовключения вхолостую, равна утроенному запасу кинетической энергии ротора.

§ 5.7. Общие сведения об анализе переходных процессов в замкнутых системах электроприводов

Расчет переходных процессов в замкнутых системах электроприводов значительно труднее, чем в разомкнутых, вследствие их более сложной структуры. Анализ таких систем проводится в настоящее время методами теории автоматического регулирования. Основу этого метода составляют передаточные функции, структурные схемы и частотные характеристики. По структурной схеме и известным передаточным функциям отдельных звеньев находится передаточная функция всей системы, позволяющая исследовать переходные процессы в ней.

Наряду с этим используется универсальный классический метод расчета по дифференциальным уравнениям. Он состоит из трех этапов: 1) составления дифференциальных уравнений; 2) расчета параметров и коэффициентов; 3) интегрирования уравнений. Решения дифференциальных уравнений могут выполняться аналитически (линейные задачи), численно или графически (нелинейные задачи), на электронных счетных машинах (сложные линейные и нелинейные системы).

В начале анализа целесообразно систему электропривода разделить на составные части; каждая из них может включать несколько элементов, описываемых одинаковыми по структуре уравнениями. В типовом электроприводе такими частями являются: M — механическая силовая (ротор двигателя, передача, рабочий механизм); $\mathcal{E}$ — электрическая силовая (цепи якоря в машинах постоянного тока и синхронных, статора и ротора в асинхронных); $\mathcal{U}$ — цепи возбуждения и усиления; O — элементы обратной связи. Каждая из них выражается дифференциальным уравнением, связывающим между собой входную и выходную величины. Как правило, такие уравнения являются приближенными, не учитывающими те или иные второстепенные факторы.

§ 5. 8. Уравнения и параметры силовой части привода

Механическая силовая часть с постоянным моментом инерции выражается известным уравнением движения

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (5.53)$$

Входной величиной этой части является вращающий момент двигателя, а выходной — его угловая скорость. Значительная инерционность — характерное свойство данного звена.

Электрическая силовая часть привода описывается зависимостью между моментом вращения и током двигателя. В приближенных расчетах обычно не учитывается влияние переходных электромагнитных процессов, быстро затухающих по сравнению с механическими.

Для асинхронного двигателя с повышенным активным сопротивлением ротора

$$M \approx k_{m2} I_2^2. \quad (5.54)$$

В двигателе постоянного тока независимого возбуждения

$$M = c_m I_a \Phi \approx k_m I_a. \quad (5.55)$$

Коэффициенты пропорциональности

$$k_{m2} = \frac{M}{I_2'^2} = \frac{m_1 r_2'}{\omega_1 s},$$

$$k_m = \frac{M}{I_\pi} = \frac{pN}{a2\pi} \Phi.$$

Эти переменные, выражающие отношение выходной величины к входной, называются передаточными коэффициентами.

В приводах с прямолинейными механическими характеристиками (генератор — двигатель и др.)

$$M = M_k \left(1 - \frac{\omega}{\omega_1}\right), \quad (5.56)$$

где $M_k = \frac{k_m}{r_\pi} e_\pi$ — начальный момент двигателя ($\omega = 0$);

$e_\pi = c_{e1} \omega_1$ — э. д. с. генератора;

$\omega_1 = \frac{e_{\pi 0}}{c_{e1}} = k_d e_\pi$ — скорость холостого хода двигателя;
($M = 0$);

k_d — передаточный коэффициент двигателя.

Вводя соотношение (5.56) в (5.53), получим:

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_1 (1 - m_c). \quad (5.57)$$

Здесь $T_m = \frac{J\omega_1}{M_k}$ — электромеханическая постоянная времени привода;

$m_c = \frac{M_c}{M_k}$ — отношение статического момента механизма к начальному (короткого замыкания).

Из уравнений (5.55) и (5.53) следует:

$$\frac{T_m}{r_\pi k_d} \cdot \frac{d\omega}{dt} + I_c = I_\pi, \quad (5.58)$$

где $I_c = \frac{M_c}{k_m}$ — ток якоря при $M = M_c$.

В предыдущих уравнениях, связывающих входные и выходные переменные, имеются передаточные коэффициенты и электромеханическая постоянная времени. Эти параметры следует предварительно рассчитать.

Для асинхронного двигателя

$$k_{m2} = \frac{M}{I_2'^2} = \frac{M_\pi s_\pi'}{I_{2\pi}'^2 s},$$

где $s_\pi' = \frac{r_2' + r_d'}{r_2'} s_\pi$ — приведенное номинальное скольжение;

$I_{2\pi}' \approx \sqrt{I_\pi^2 - (kI_0)^2}$ — приведенный вторичный номинальный ток.

Для двигателей небольшой и средней мощности коэффициент $k=(1,2-1,4)$. Индекс «н» обозначает номинальную величину.

Передаточные коэффициенты двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

$$k_m = \frac{pN}{a2\pi} \Phi, \quad k_d = \frac{\omega_1}{e_r} = \frac{1}{k_m}.$$

Электромеханическая постоянная времени находится по моменту инерции и жесткости механической характеристики:

$$T_m = \frac{J\omega_1}{M_k} = \frac{J}{\beta}.$$

За время, равное T_m , привод разогнался бы вхолостую до установившейся скорости, если бы к валу был приложен постоянный вращающий момент, равный M_k .

§ 5. 9. Уравнения и параметры возбудителей и усилителей

Общим свойством этих звеньев является запаздывание изменений выходных величин относительно входных и одинаковый вид дифференциальных уравнений. Исключение составляют электронные и полупроводниковые усилители.

Здесь напряжение, или намагничивающая сила, цепи возбуждения, или управления, является входной, а э. д. с. или напряжение рабочей цепи — выходной величиной.

Схема усилителя изображена на рис. 5.12.

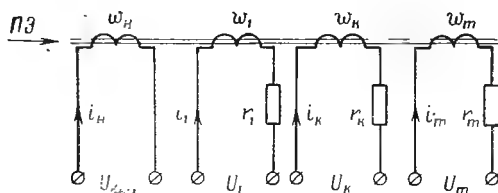


Рис. 5.12. Схема усилителя

Уравнение напряжений контура управления

$$U_k = i_k r_k + w_k \frac{d\Phi}{dt}. \quad (5.59)$$

Здесь Φ — результирующий магнитный поток, связанный со всеми обмотками. Для задающей цепи возбуждения или управления $k=1$, а для обмоток обратных связей $k=2, 3, \dots, m$. Знак напряжения контура обратной связи имеет плюс или минус в зависимости от того, согласно или встречно направлена

его н. с. относительно н. с. задающей цепи. Если члены предыдущего уравнения умножить на ω_k , разделить на r_k и произвести суммирование, то

$$\sum_{k=1}^m U_k \frac{\omega_k}{r_k} = \sum_{k=1}^m i_k \omega_k + \frac{d\Phi}{dt} \sum_{k=1}^m \frac{\omega_k^2}{r_k}, \quad (5.60)$$

или $F_y = F + F_c$,

где $F_y = \sum_{k=1}^m U_k \frac{\omega_k}{r_k}$ — входная установившаяся н. с. всех цепей управления и возбуждения;

$F = \sum_{k=1}^m i_k \omega_k$ — суммарная мгновенная н. с. тех же цепей;

$F_c = \frac{d\Phi}{dt} \sum_{k=1}^m \frac{\omega_k^2}{r_k} = T \frac{dF}{dt}$ — н. с. тех же контуров, соответствующая общему потоку взаимоиндукции;

$T = \frac{d\Phi}{dF} \sum_{k=1}^m \frac{\omega_k^2}{r_k} = \sum_{k=1}^m T_k$ — суммарная постоянная времени контуров управления и возбуждения, величина переменная из-за магнитного насыщения.

Составляющая по оси обмоток управления н. с. цепи нагрузки (см. рис. 5.12)

$$F_n = k_n i_n \omega_n. \quad (5.61)$$

Сложив н. с. всех цепей, будем иметь:

$$F_y + F_n = F + F_c. \quad (5.62)$$

Если все члены (5.62) умножить на $\frac{r_1}{\omega_1}$, то получим уравнение напряжений цепей управления

$$U_y + \Delta U_n = \left(i + T \frac{di}{dt}\right) r_1, \quad (5.63)$$

где $U_y = F_y \frac{r_1}{\omega_1}$ — суммарное напряжение всех контуров, приведенное к первому;

$\Delta U_n = F_n \frac{r_1}{\omega_1}$ — составляющая напряжения цепи нагрузки, приведенная к первому контуру;

$i = \frac{F}{\omega_1}$ — результирующий ток всех контуров, приведенный к первому.

Расчет переходных процессов можно вести как на основе уравнения н. с. (5.62), так и по уравнению приведенных напряжений (5.63). Применительно к заданному типу усилителя эти уравнения должны быть конкретизированы. К ним следует добавить уравнение для цепи нагрузки. Выходное напряжение в общем случае — функция н. с. возбуждения и управления, а также нагрузки.

Электромагнитная постоянная времени

$$T = \frac{L}{r} = \frac{\omega^2}{r} \cdot \frac{d\Phi}{dF} = \frac{\omega^2 s}{\rho l_B \omega} \cdot \frac{d\Phi}{dF} = \frac{V}{\rho l_B^2} \cdot \frac{d\Phi}{dF}. \quad (5.64)$$

Здесь ρ — удельное сопротивление проводов;

l_B — средняя длина витка;

s — сечение провода;

V — объем проводов (без изоляции).

Из формулы видно, что постоянная времени контура пропорциональна объему его проводов.

Если цепь состоит из нескольких обмоток, то независимо от способа их соединения (параллельного или последовательного) общая постоянная времени равна сумме постоянных времени отдельных обмоток при прочих одинаковых условиях.

В случае последовательно включенных обмоток полюсов и добавочного сопротивления постоянная времени цепи возбуждения

$$T_B = \frac{\omega_B^2}{r_B} \left(\frac{2pr_B}{2pr_B + r_d} + a_c \right) \frac{d\Phi}{dF}. \quad (5.65)$$

Для параллельного соединения обмоток $2p$ полюсов и при наличии добавочного сопротивления

$$T_B = \frac{\omega_B^2}{r_B} \left(\frac{r_B}{2pr_d + r_B} + a_c \right) \frac{d\Phi}{dF}, \quad (5.66)$$

где ω_B и r_B — число витков и сопротивление обмотки возбуждения на один полюс;

r_d — добавочное сопротивление;

$a_c \approx 0,1 - 0,15$ — относительная величина, учитывающая увеличение постоянной времени вследствие вихревых токов в стали.

Эти выражения показывают, что при $r_d = 0$ и прочих равных условиях постоянные времени цепи возбуждения одинаковы в обоих случаях. Однако, если $r_d > 0$ и напряжения одинаковы, параллельное соединение обмоток полюсов позволяет снизить постоянную времени за счет большей величины добавочного сопротивления.

Входящая в формулу производная $\frac{d\Phi}{dF} = \frac{60a}{pNn} \cdot \frac{de}{dF}$ находится графически по кривой намагничивания машины.

С усилением магнитного насыщения постоянная времени уменьшается:

$$T_B = T_{B0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \beta_0} \quad (5.67)$$

Здесь T_{B0} — ненасыщенное значение постоянной времени;

β и β_0 — углы между касательными к рабочей точке и к прямолинейному участку кривой намагничивания соответственно и осью абсцисс (рис. 5.13).

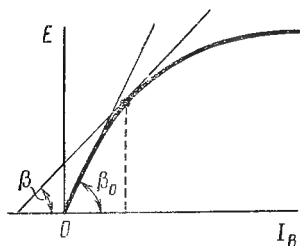


Рис. 5.13. Определение электромагнитной постоянной времени с учетом насыщения магнитной цепи

§ 5.10. Уравнения магнитного усилителя

Магнитный усилитель характеризуется широкими пределами нелинейного изменения индуктивности рабочих обмоток и переменным запаздыванием между выходным и входным сигналами в процессе его работы. В связи с этим для упрощения анализа приходится пользоваться опытными или расчетными нелинейными зависимостями.

Общее уравнение цепей управления (5.62)

$$F_y = F + T \frac{dF}{dt} \quad (5.68)$$

или

$$H_y = H + T \frac{dH}{dt},$$

где $H_y = \frac{F_y}{l_c}$ — установившаяся напряженность поля (в сердечнике);

$H = \frac{F}{l_c}$ — мгновенная напряженность поля;

$T \frac{dH}{dt} = H_c = \frac{F_c}{l_c}$ — «постоянная» составляющая напряженности поля, соответствующая потоку взаимной индукции;

l_c — средняя длина сердечника.

Электромагнитная постоянная времени является нелинейной функцией в основном н. с. управления:

$$T = \varphi(F_y) \quad (5.69)$$

или

$$T = \varphi(H_y).$$

Она может быть найдена по кривой намагничивания, поскольку

$$T = \frac{d\Phi}{dF} \sum_{k=1}^m \frac{w_k^2}{r_k}.$$

Уравнение напряжений цепи нагрузки или отвечающее ему уравнение токов усилителя

$$\left. \begin{aligned} U_n &= L_n \frac{di_n}{dt} + i_n r_n, \\ \frac{U_n}{r_n} &= T_n \frac{dt_n}{dt} + i_n. \end{aligned} \right\} \quad (5.70)$$

Здесь $U_n = \varphi(F_y, i_n)$ — выходное напряжение на зажимах потребителя;

i_n, L_n, r_n и T_n — соответственно ток, индуктивность, активное сопротивление и постоянная времени цепи нагрузки.

Нелинейная зависимость выходного напряжения от н. с. управления и нагрузочного тока находится опытным или расчетным путем в форме внешних или регулировочных характеристик:

$$\left. \begin{aligned} U_n &= \varphi(i_n) \text{ при } F_y = \text{const}; \\ U_n &= \varphi(F_y) \text{ при } i_n = \text{const}. \end{aligned} \right\} \quad (5.71)$$

В первом приближении ток нагрузки можно считать зависящим лишь от н. с. управления:

$$i_n \approx i_{n0} + k \Delta H_y, \quad (5.72)$$

где i_{n0} — граничный ток нагрузки ($\Delta H = 0$);

k — передаточный коэффициент усилителя.

Электромагнитная постоянная времени усилителя

$$T \approx \frac{k_M}{4 f w l_c} \sum_{k=1}^m \frac{w_k^2}{r_k},$$

где $k_M = \frac{\Delta U_n}{\Delta H}$ — отношение приращений выходного напряжения к напряженности поля управления;

f — частота сети;

$\varpi = \varpi_p$ — параллельное соединение рабочих обмоток;
 $\varpi = 2\varpi_p$ — последовательное соединение тех же обмоток;
 ϖ_p — число витков рабочей обмотки одного стержня;
 ϖ_k и r_k — число витков и сопротивление k -й обмотки.

§ 5. 11. Уравнения и параметры электромашинного усилителя

Схема и характеристики ЭМУ рассмотрены ранее (§ 3.11, рис. 3.13, 3.14). Одна из особенностей ЭМУ состоит в том, что реакция якоря по обеим осям, компенсационная обмотка и коммутация в поперечной цепи оказывают значительное влияние на результирующий поток вследствие малого значения н. с. возбуждения.

Исходя из (5.62) и учитывая влияние упомянутых факторов, для первой ступени усиления ЭМУ имеем:

$$F_y - k_1 i_q \varpi_q - 0.5 i_d \varpi_y + i_k \varpi_k = F + T_y \frac{dF}{dt}. \quad (5.73)$$

Второй и третий члены левой части этого равенства — размагничивающие н. с. поперечной и продольной цепей, а четвертый — н. с. компенсационной обмотки; T_y — постоянная времени всех цепей управления.

Обратное влияние изменения суммарного потока по продольной оси на компенсационную обмотку можно выразить уравнением

$$\varpi_k \frac{d\Phi}{dt} + i_k r_k - (i_d - i_k) r_{ш} = 0, \quad (5.74)$$

откуда

$$i_k = \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_k} i_d - \frac{T_k}{\varpi_k} \cdot \frac{dF}{dt}, \quad (5.75)$$

где $T_k = \frac{\varpi_k^2}{r_k + r_{ш}} \frac{d\Phi}{dF}$ — постоянная времени контура;

r_k и $r_{ш}$ — сопротивления компенсационной обмотки и параллельного ей реостата.

Вводя (5.75) в (5.73), получаем:

$$F_y - k_1 i_q \varpi_q - k_2 i_d \varpi_d = F + T_d \frac{dF}{dt}. \quad (5.76)$$

Это уравнение н. с. первой ступени усиления, в котором

$$k_2 \varpi_d = 0,5 \varpi_y + \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_k} \varpi_k; \quad T_d = (T_k + T_y) -$$

постоянная времени цепей управления и компенсационной.

Поперечная э. д. с.

$$e_q = k_q F_y. \quad (5.77)$$

Уравнение контура второй ступени усиления

$$\frac{e_q}{r_q} = i_q + \frac{w_q}{r_q} \frac{d\Phi}{dt} = i_q + T_q \frac{di_q}{dt}. \quad (5.78)$$

Продольная э. д. с.

$$e_d = k_d i_q. \quad (5.79)$$

Здесь e_q, i_q, r_q и T_q — соответственно э. д. с., ток, сопротивление и постоянная времени поперечного контура;

k_q и k_d — передаточные коэффициенты первой и второй ступеней усиления.

Если насыщение не учитывается или считается неизменным, то уравнения (5.76) и (5.78) приводятся к одному

$$(T_d p + 1) (T_q p + 1) e_d = U'_y - k_{1d} k_\omega w_q e_d - k_2 k_\omega i_d, \quad (5.80)$$

где $U'_y = \sum_{k=1}^m k_{u.k} U_k$ — напряжение обмоток управления, приведенное к выходной цепи;

$k_{u.k}$ — коэффициент усиления напряжения k -й обмотки управления;

$$k_{1d} = k_1 : k_d;$$

$k_\omega = k_q k_d / r_q$ — передаточный коэффициент обеих ступеней.

Электромагнитная постоянная времени m контуров управления и компенсационной обмотки

$$T_d = \frac{60 a}{p N n} \sum_{k=1}^m \frac{w_k^2}{r_k} \frac{de_q}{dF}. \quad (5.81)$$

То же поперечного короткозамкнутого контура:

$$T_q = \frac{60 a}{p N n} \frac{w_\pi}{2 r_\pi} \frac{de_q}{di_q}. \quad (2.82)$$

Производные, входящие в эти формулы, определяются графически по кривым $e_q = \varphi(F)$ и $e_d = \varphi(i_q)$.

§. 5. 12 Уравнения цепей обратных связей

Во всех видах обратных связей на вход усилителя, как правило, подается напряжение, зависящее от той или иной выходной величины — скорости, тока, момента и т. п. Если обратная

связь жесткая, то зависимость напряжения, передаваемого с выхода на вход, выражается алгебраическим уравнением или опытной кривой.

Например, в случае жесткой скоростной обратной связи с помощью тахогенератора $U_2 = k_t n$. Для такой же обратной связи, но с отсечкой

$$U_2 = kU_1 - (U_3 + U_0) \text{ при } U_1 > (U_3 + U_0)/k;$$

$$U_2 = 0 \text{ при } U_1 < (U_3 + U_0)/k,$$

где U_2 — напряжение обратной связи, подаваемое на вход усилителя;

U_1 — напряжение, выражающее контролируемую величину;

U_3 — заданное напряжение эталона;

U_0 — падение напряжения в выпрямителе.

Гибкая обратная связь, действующая лишь в переходном режиме, описывается соответствующим дифференциальным уравнением. В частности, для трансформаторной обратной связи

$$T_T \frac{dU_2}{dt} + U_2 \approx -k_{12} T_1 \frac{dU_1}{dt},$$

где $T = (T_1 + T_2)$ — постоянная времени трансформатора, равная сумме постоянных его первичной и вторичной обмоток;

k_{12} — коэффициент трансформации.

§ 5. 13. Дифференциальные уравнения замкнутой системы электропривода и их решения

Уравнения составных частей в совокупности определяют динамику замкнутой системы электропривода. В общем случае они являются нелинейными. В целях упрощения анализа уравнения ряда электроприводов приводятся к линейным. Соответственно этому системы электроприводов принято подразделять на: линейные и нелинейные. Однако следует иметь в виду условность такой классификации, так как в действительности существующие типы электроприводов характеризуются теми или иными нелинейными зависимостями.

Линейные системы. В приближенных расчетах нелинейные характеристики отдельных звеньев системы заменяются линейными. Так, например, считая интенсивность насыщения неизменной, характеристику намагничивания берут в виде прямой.

линии; н. с. продольной реакцией машина принимает пропорциональной его току; напряжение рабочей обмотки магнитного усилителя при заданном токе нагрузки полагают пропорциональным в определенных границах н. с. обмоток управления.

Иногда процессы в нелинейной системе разбивают на отдельные участки, характеристики которых считают линейными, но с разными значениями параметров. Такой метод основан на линейно-кусочной аппроксимации.

Дифференциальное уравнение на данном участке имеет свои собственные значения коэффициентов, начальные условия и постоянные интегрирования, отличные от других.

Многие линейные системы электроприводов при неучете второстепенных факторов описываются дифференциальным уравнением, например, третьего порядка с постоянными коэффициентами

$$(b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0) \omega = A, \quad (5.83)$$

где ω — угловая скорость ротора;

$A = b_0 \omega_y$ — величина, пропорциональная установившейся скорости;

b_0, b_1, b_2, b_3 — постоянные коэффициенты на линейных участках, зависящие от параметров основных звеньев привода.

Характеристическое уравнение

$$b_3 a^3 + b_2 a^2 + b_1 a + b_0 = 0. \quad (5.84)$$

Наиболее возможные значения его корней:

а) все три корня — действительные различные числа:

$$\alpha_1 = -\gamma_1; \alpha_2 = -\gamma_2 \text{ и } \alpha_3 = -\gamma_3;$$

б) два корня — комплексные сопряженные числа $\alpha_{1,2} = -\gamma \pm j\Omega$ и один — действительное число $\alpha_3 = -\gamma_3$.

В первом случае интеграл уравнения (5.83) имеет вид

$$\omega = a_1 e^{-\gamma_1 t} + a_2 e^{-\gamma_2 t} + a_3 e^{-\gamma_3 t} + \omega_y. \quad (5.85)$$

Из начальных условий

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= a_1 + a_2 + a_3 + \omega_y, \\ p\omega_0 &= -\gamma_1 a_1 - \gamma_2 a_2 - \gamma_3 a_3, \\ p^2 \omega_0 &= \gamma_1^2 a_1 + \gamma_2^2 a_2 + \gamma_3^2 a_3 \end{aligned} \right\} \quad (5.86)$$

следуют значения постоянных интегрирования.

Для случая б), часто встречающегося значения корней, решение уравнения (5.83) записывается в форме

$$\omega = (a_1 \cos \Omega t + a_2 \sin \Omega t) e^{-\gamma t} + a_3 e^{-\gamma_3 t} + \omega_y. \quad (5.87)$$

Постоянные интегрирования определяются начальными соотношениями

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= a_1 + a_3 + \omega_y, \\ p\omega_0 &= -\gamma a_1 + \Omega a_2 - \gamma_3 a_3, \\ p^2\omega_0 &= (\gamma^2 - \Omega^2) a_1 - 2\Omega\gamma_3 a_2 + \gamma_3^2 a_3. \end{aligned} \right\} \quad (5.88)$$

Если переходный процесс рассчитывается методом линейно-кусочного приближения, то постоянные интегрирования для каждого участка находятся по конечным значениям искомой функции и ее производных на предыдущем участке. Здесь предполагается, что указанные переменные непрерывны на границах соседних участков.

Нелинейные системы. Электроприводы с сильно выраженными нелинейными зависимостями нельзя заменить линейными, во избежание больших ошибок в расчетах. В качестве примера может быть назван регулируемый электропривод с асинхронным двигателем, уравнение движения которого нелинейно вследствие соответствующей зависимости вращающего момента от скорости и напряжения статора. Нелинейные уравнения характерны и для систем с аналогичной зависимостью статического момента от скорости вращения, а также момента инерции от угла поворота ротора.

Анализ переходных электромеханических процессов в приводах, включающих и механические и электромагнитные явления, также приводит к сильно выраженным нелинейным соотношениям.

Среди различных методов интегрирования нелинейных дифференциальных уравнений сравнительно простым является приближенный метод конечных приращений. В применении к замкнутым схемам с отрицательными обратными связями этот способ, не приводя к последовательному накоплению ошибок, даст некоторый разброс расчетных точек.

Переходный процесс разделяется на ряд небольших интервалов времени Δt . Интегрирование ведется по каждому из таких интервалов, называемому шагом интегрирования. Переменные и их производные на данном интервале принимаются постоянными. Их изменение на границе двух интервалов происходит скачком. Длительность шага интегрирования обычно берется равной $0,2 \div 0,3$ от наименьшей постоянной времени, имеющейся в уравнениях. Значение переменной на k -ом интервале

$$x_k = x_{(k-1)} + \left(\frac{dx}{dt} \right)_{(k-1)} \Delta t.$$

Производная по времени рассматриваемой функции на каком-либо интервале k находится подстановкой в уравнение значения функции в конце предыдущего шага $(k-1)$.

Глава VI

АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

§ 6.1. Общие сведения

Автоматизация производственных процессов, ядром которой является автоматизированный электропривод, увеличивает производительность труда, облегчает труд человека, улучшает качество изделий, повышает надежность работы машин и агрегатов, дает экономию энергии и материалов.

Автоматическое управление строится по принципу замкнутой и разомкнутой схем. Системы с замкнутыми цепями, с различными обратными связями находят все более широкое применение. Работа сложного привода характеризуется большим числом операций, подлежащих автоматизации. В общем случае такими операциями являются: пуск в ход, остановка в произвольном или фиксированном положении, торможение, реверсирование, регулирование скорости, защита от ненормальной работы и аварий, осуществление требуемой последовательности операций, сигнализация о состоянии отдельных звеньев системы, синхронное вращение нескольких механизмов и др.

Действие электропривода начинается с момента подачи начального электрического импульса в соответствующий элемент системы. Начальный импульс может быть дан от руки (нажатие кнопки) или от какого-нибудь производственного механизма. В автоматизированном приводе начальный импульс сообщается или от руки или от механизма, дальнейшие же процессы протекают автоматически под действием аппаратуры управления. Автоматизированный электропривод содержит: один или несколько двигателей, передачу, средства управления, блокировки, защиты и сигнализации. Соответственно этому полная электрическая схема привода подразделяется на главную или силовую часть, цепи управления, блокировки, защиты и сигнализации.

Схемы по способу выполнения разделяются на развернутые или элементные и совмещенные.

Развернутая схема вычерчивается так, что отдельные элементы одного и того же аппарата или прибора изображаются в разных местах схемы. Это позволяет устранить пересечение линий и облегчает понимание принципа работы системы.

В совмещенных схемах все элементы каждого устройства показываются вместе. По назначению эти схемы подразделяют на: принципиальные и монтажные. Принципиальная схема содержит основные звенья системы и их взаимные связи, необходимые для выяснения принципов преобразования, управления и контроля. Эти схемы выполняются обычно как развернутые. В монтажных схемах, выполняемых в виде совмещенных, аппаратура и другие элементы, а также соединения между ними изображаются с соблюдением их реального расположения. Эти схемы используются в процессе проведения монтажных работ.

Развернутые схемы принадлежат к числу основных. Главные цепи и цепи управления изображаются отдельно. Порядок расположения отдельных звеньев аппаратов принимается по возможности совпадающим с последовательностью прохождения тока. Механическое соединение показывается в виде пунктирных линий. Элементы схемы изображаются в положении, соответствующем отсутствию возбуждения аппаратов. Положение контактов реле, контакторов и других электромагнитных аппаратов при отсутствии тока в катушках называется нормальным. Нормальному положению контактов командоаппаратов отвечает нулевое положение рукоятки, кнопки — отсутствие нажатия и т. п.

В развернутой схеме все элементы одного и того же аппарата обозначаются одинаково. Каждому аппарату дается буквенное обозначение. Например, контактор обозначается одной буквой, указывающей его функцию: *Л* — линейный контактор, *Т* — контактор торможения и т. д. Реле обозначается двумя буквами, первая указывает наименование, вторая — назначение. Например, реле, управляющее ускорением, обозначается *РУ*; реле, осуществляющее блокировку, — *РБ* и т. д.

Если в схеме имеется несколько одинаковых аппаратов, то за каждым из них закрепляется цифра. Например, путевые выключатели обозначаются *1ПВ*, *2ПВ* и т. д. Обычно главная цепь изображается более толстыми линиями, чем цепь управления. В схемах с командоконтроллерами или путевыми выключателями приводятся таблицы, указывающие последовательность замыкания контактов и условия срабатывания путевых выключателей. В схемах приводов используются общепринятые, установленные ГОСТ 7624—62, условные изображения и буквенные обозначения различных устройств.

Большое значение имеет повышение технико-экономических показателей управляемых электроприводов. В этом направлении существенный интерес представляют вопросы рационально-

го управления электроприводами. Исследования, выполненные в этой области, показывают, что существуют определенные закономерности изменения напряжения, потока, тока, скорости вращения и других величин, обеспечивающие оптимальное протекание электромеханических процессов. Оптимальное управление позволяет повысить производительность машин и механизмов или снизить потери энергии, нагрев и номинальную мощность электродвигателей при сохранении прежней производительности.

§ 6. 2. Автоматизация пуска электроприводов

Автоматизация процесса пуска электродвигателя основывается на различных принципах. Пуск может быть осуществлен в зависимости от времени, тока, э. д. с. и частоты.

Пуск в зависимости от времени. Для каждого электропривода существует определенное, приемлемое время пуска в ход. Поэтому время может служить основой автоматизированного пуска двигателя. При этом выключение из силовой цепи ступеней пускового реостата, переключение схемы или же изменение подводимого напряжения производятся в функции времени. Сравнительно простой и пригодный для всех типов двигателей этот способ пуска получил наибольшее распространение на практике. Необходимые, заранее установленные выдержки времени, не зависящие от нагрузки, обеспечиваются здесь электромагнитными реле времени. В качестве примеров рассмотрим наиболее простые схемы. Для асинхронного двигателя с контактными кольцами и двумя ступенями реостата в цепи ротора схема автоматизированного пуска изображена на рис. 6.1. Питание аппаратуры управления постоянного тока осуществляется от сети через полупроводниковый выпрямитель ВП. В начале пуска к зажимам А, В, С подается напряжение сети. К катушкам реле (с выдержкой времени при размыкании) 1РУ

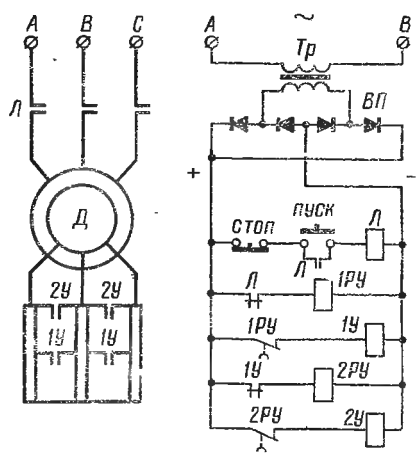


Рис. 6.1. Схема автоматизации пуска асинхронного двигателя с фазным ротором в зависимости от времени

Питание аппаратуры управления постоянного тока осуществляется от сети через полупроводниковый выпрямитель ВП. В начале пуска к зажимам А, В, С подается напряжение сети. К катушкам реле (с выдержкой времени при размыкании) 1РУ

На рис. 6.2 показана схема пуска двигателя постоянного тока параллельного возбуждения в функции времени. Незави-

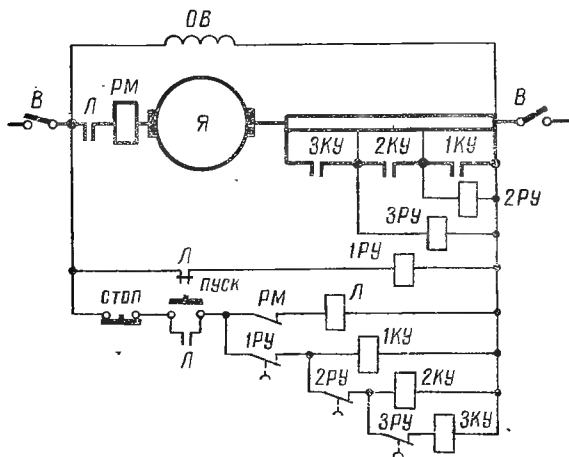


Рис. 6.2. Схема автоматизации пуска двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением в зависимости от времени

Сильные выдержки времени создаются при отключении реле ускорения *1РУ*, *2РУ* и *3РУ*. При замыкании выключателя *В* катушка реле *1РУ*, получив питание размыкает свой н. з. контакт *1РУ*, предотвращая преждевременное срабатывание контакторов *1КУ*, *2КУ*, *3КУ*. При нажатии кнопки «Пуск» линейный контак-

тор *Л* срабатывает, подключая цепь якоря двигателя к напряжению сети. Якорь запускается в ход при полностью введенном в его цепь пусковом сопротивлении. Под действием падений напряжений на первой и второй ступенях пускового сопротивления реле *2РУ* и *3РУ*, практически мгновенно срабатывая, лишают питания контакторы *2КУ* и *3КУ*. Блокконтакт *Л*, разомкнувшись одновременно с замыканием главных контактов, снимает питание с реле времени *1РУ*. С установленной выдержкой времени, отпуская якорь в исходное положение, реле замыкает цепь катушки контактора *1КУ*, который выводит из цепи якоря первую ступень сопротивления. Одновременно закорачивается катушка второго реле времени *2РУ*. Это реле также с определенной выдержкой времени замыканием контактов *2РУ* включает катушку контактора *2КУ*, шунтирующего своими контактами вторую ступень пускового сопротивления и катушку третьего реле времени *3РУ*. Аналогично предыдущему через контакты реле *3РУ* включается катушка третьего контактора *3КУ*, который выводит из цепи якоря третью, последнюю, ступень сопротивления. Таким образом, процесс пуска завершается и наступает рабочий режим.

Положительными сторонами способа управления пуском в функции времени являются: его универсальность применимость для разных типов двигателей, независимость процесса пуска от определенных отклонений напряжения сети от номинального и температуры катушек; возможность устранения недопустимого перегрева и перегорания пускового сопротивления. Однако этот способ не обеспечивает высокого качества пуска в случаях большого отклонения нагрузки от расчетной. При этом ухудшаются пусковые характеристики.

Пуск в зависимости от тока. Ток двигателя в процессе пуска изменяется с определенной закономерностью. При подаче напряжения ток резко возрастает до пикового значения, затем по мере увеличения скорости вращения снижается. В моменты выключения ступеней пускового сопротивления ток снова резко возрастает, снижаясь в последующий период. Такое изменение тока двигателя используется для автоматизации пуска. Выключение ступеней сопротивления производится, когда ток снижается до некоторых минимальных значений. Иначе говоря данный метод основывается на принципе ограничения снижения величины тока. Рассмотрим схему пуска двигателя параллельного возбуждения (рис. 6.3). Нажатием кнопки «Пуск» контактором *Л* подключается к сети двигатель и катушки промежуточного реле *1РУ*. Токовое реле *1РУ* с возрастанием пускового тока быстро срабатывает и размыкает цепь катушки контактора *1У*. По мере увеличения скорости вращения пусковой ток снижается. При некотором его минимальном значении реле *1РУ* отпускает якорь и замыкает свои н. з. контакты, при этом

ком. этого способа является также сравнительная сложность схемы управления.

Пуск в зависимости от э. д. с. Величина э. д. с. якоря пропорциональна скорости вращения. Эта зависимость может быть использована для автоматического управления пуском двигателя постоянного тока. Ступени пускового сопротивления выводятся из цепи якоря последовательно одна за другой по мере нарастания э. д. с. или скорости вращения. На рис. 6.4 приведена схема пуска двигателя постоянного тока в функции э. д. с. Катушки контакторов ускорения с различными напряжениями срабатывания соединены параллельно обмотке якоря. После получения команды линейный контактор *Л* подключает двигатель

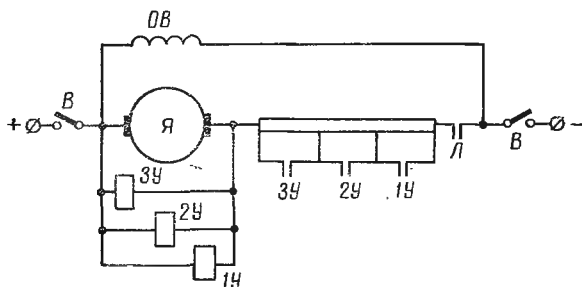


Рис. 6.4. Схема пуска двигателя с параллельным возбуждением в зависимости от э. д. с.

к сети. В начальный момент времени после включения контакторы не могут сработать ввиду небольшого напряжения в якоря. По достижении якорем определенной скорости вращения напряжение на его зажимах оказывается равным напряжению срабатывания контактора *1У*, в результате чего выводится из цепи якоря первая ступень сопротивления. Затем при большей скорости вращения контактор *2У* закорачивает вторую ступень сопротивления и, наконец, дальнейшее повышение скорости завершается выведением последней части реостата.

Рассматриваемый способ пуска в функции э. д. с. отличается простотой схемы, небольшим количеством аппаратуры и незначительными затратами на оборудование. Однако он не получил значительного распространения. По своему принципу он пригоден лишь для двигателей постоянного тока. Но и в этом случае ему свойственны недостатки, обусловленные зависимостью срабатывания контакторов ускорения от температуры их обмоток и напряжения сети.

Если установить напряжение срабатывания контакторов ускорения соответственно их ненагретому состоянию, то при их нагреве, повышающем сопротивление катушек, контакторы срабатывают с запаздыванием. Наоборот, в случае установки

напряжения срабатывания с учетом нагрева катушек выключение ступеней сопротивления при их холодном состоянии будет совершаться с опережением против расчетного. Изменение напряжения сети также влияет на работу контакторов ускорения.

Пуск в зависимости от частоты. Частота э. д. с. ротора асинхронного двигателя, также как и синхронного двигателя в аналогичном режиме, пропорциональна скольжению ротора относительно вращающегося магнитного поля. Эта закономерность изменения частоты дает возможность автоматизировать процесс пуска двигателя. Для этой цепи применяются реле частоты, срабатывающие при снижении частоты или повышении скорости вращения ротора до установленных значений.

Частотный принцип автоматического управления пуском асинхронного двигателя с контактными кольцами иллюстрируется схемой, приведенной на рис. 6.5, а. Когда скорость ротора

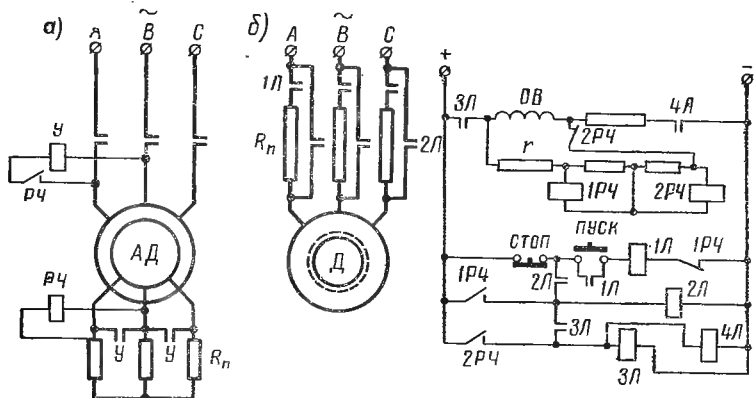


Рис. 6.5. Схемы пуска в зависимости от частоты:

а) асинхронного двигателя с фазным ротором; б) синхронного двигателя

двигателя возрастет, а частота его э. д. с. соответственно снизится, реле частоты $РЧ$ срабатывает и подает питание контактору ускорения $У$, который закорачивает пусковое сопротивление. Если предусматривается несколько ступеней пускового сопротивления, то необходимо иметь такое же количество реле, отрегулированных на различные частоты срабатывания.

Одна из возможных схем автоматизации пуска синхронного двигателя в функции частоты представлена на рис. 6.5, б. Нажатием кнопки «Пуск» линейный контактор $1Л$ подключает двигатель к сети через пусковой реостат R_n , при этом осуществляется асинхронный пуск двигателя от пониженного напряжения. При этом обмотка возбуждения $ОВ$ отключена от источника питания и замкнута на сопротивление r . Когда двигатель разовьет скорость до величины, равной, например, $0,7 n_1$, срабатывает пер-

вое реле частоты $1РЧ$, подключающее к напряжению катушку второго линейного контактора $2Л$. Контакты последнего шунтируют пусковой реостат и к статору подводится полное напряжение сети. Второе реле частоты приходит в действие, когда скорость ротора возрастает до $(0,95—0,97)n_1$. Это реле присоединяет обмотку возбуждения двигателя к источнику постоянного тока, отсоединяя от нее добавочное сопротивление r . После этого ротор втягивается в синхронизм, переходя в рабочий режим. Способ автоматического управления пуском в функции частоты применяется в синхронных и асинхронных двигателях с фазным ротором средней и большой мощности.

Рассмотрим как автоматизируются основные виды торможения двигателей — электродинамическое и противовключение.

§ 6.3. Автоматизация торможения

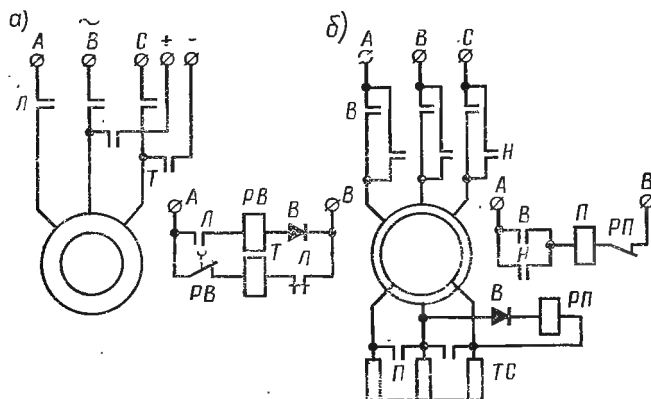


Рис. 6.6. Схемы торможения асинхронного двигателя:
а) динамического; б) противовключением

Автоматизация электродинамического торможения. Применительно к асинхронному двигателю вначале необходимо статор отключить от сети и присоединить к источнику постоянного тока с последующим его выключением в конце процесса торможения. На рис. 6.6, *а* показана схема управления упомянутыми операциями. При отключении двигателя от сети тормозной контактор *T* присоединяет статор к источнику постоянного тока. Катушка тормозного реле времени *PВ*, лишаясь питания, через заранее установленный промежуток времени отпустит якорь

и закрывает н. з. контакты $PВ$ в цепи катушки контактора T . Последний в конце процесса отключает источник постоянного тока от статора двигателя. В рабочем режиме двигателя контактор $\mathcal{L}$ включен, его блок-контакт в цепи катушки $PВ$ замкнут, а в цепи T разомкнут, источник постоянного тока отсоединен от статора. Рассмотренное управление осуществляется в функции времени, поскольку возбуждение постоянным током снимается со статора с заданной выдержкой времени.

При динамическом торможении двигателя постоянного тока его якорь, лишенный питания, замыкается на сопротивление, обмотка же возбуждения присоединена к источнику. В простейшей схеме управления имеется дополнительный н. з. блок-контакт линейного контактора $\mathcal{L}$ и тормозное сопротивление $ТС$ (рис. 6.7, а). Когда двигатель отключается контактором $\mathcal{L}$ от источника, его н. з. блок-контакт присоединяет сопротивление $ТС$

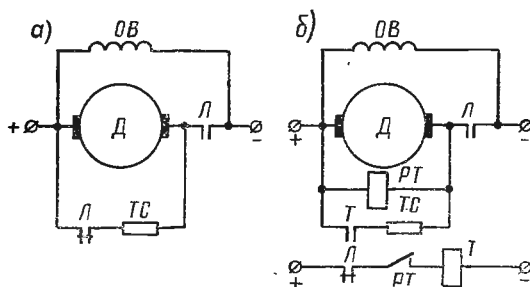


Рис. 6.7. Схемы динамического торможения двигателя параллельного возбуждения:

- а) посредством блок-контактов линейного контактора;
б) с помощью реле в зависимости от скорости

к якорю. Схема торможения в функции э. д. с. или скорости якоря изображена на рис. 6.7, б. В рабочем состоянии двигателя главный контакт $\mathcal{L}$ замкнут, а контакт в цепи катушки T разомкнут, тормозное сопротивление $ТС$ выключено из цепи якоря. Торможение вступает в действие автоматически в момент отключения якоря от источника. В этом случае срабатывает контактор T , приключая к якорю сопротивление $ТС$. Под действием тормозного момента скорость машины резко снижается и при некотором небольшом значении э. д. с. реле отпускает якорь, размыкая цепь катушки контактора T . В этот момент тормозное сопротивление выключается из цепи якоря.

Автоматизация торможения противовключением. Для торможения противовключением асинхронного двигателя автоматизируются следующие операции: переключение двух фаз статора, включение сопротивления в цепь ротора и его отсоединение

в конце тормозного режима. Включение тормозного сопротивления обычно производится в зависимости от скорости. На рис. 6.6, б приведена одна из возможных схем рассматриваемого вида торможения с реле *РП*, включенного во вторичную цепь через полупроводниковый вентиль *В* и действующего в функции скорости вращения или э. д. с. ротора. В рабочем режиме двигателя контактор *П* шунтирует сопротивление *ТС*, так как замкнут блок-контакт реверсивного контактора *В* или *Н* и н. з. контакт реле *РП*. Реле *РП* в этом режиме не может сработать ввиду малого значения э. д. с. ротора, пропорциональной скольжению. В начале торможения выключается один, например *В*, и включается другой *Н* контактор. В течение малого интервала времени, когда оба блок-контакта *В* и *Н* будут разомкнуты, контактор *П* успеет отключиться, включив в цепь ротора тормозное сопротивление *ТС*. Срабатывание контактора *Н* вызывает изменение следования фаз и направления вращения магнитного поля на обратное. В этот момент реле *РП* сработает вследствие большой э. д. с. ротора. Под действием тормозного момента скорость двигателя резко снижается и при ее малом значении реле *РП* своими н. з. контактами включает катушку *П* к напряжению сети, вследствие чего тормозное сопротивление *ТС* закорачивается и двигатель оказывается подготовленным к пуску в обратном направлении.

Автоматизация, обеспечивающая торможение двигателя в области конечных скоростей вращения (например, при спуске груза краном), основывается на тех же известных способах, но отличается своеобразием схемы и аппаратурой.

§ 6. 4. Разомкнутые системы управления электроприводами

Обычные нерегулируемые электроприводы имеют разомкнутую систему управления процессами пуска, остановки, реверсирования и торможения. Простейшие из них рассмотрены выше.

Управление двухскоростным асинхронным двигателем (рис. 6.8). Схема содержит четыре контактора и кнопочную станцию. Чтобы запустить двигатель в одном из двух возможных направлениях, следует вначале нажатием на кнопку «Пуск 1» соединить обмотку статора в треугольник с большим числом полюсов или кнопкой «Пуск 2» — в двойную звезду с меньшим в два раза числом полюсов. Нажатием на кнопку «Вперед» или «Назад» двигатель пускается в одном или другом направлении. Переключение двигателя с одной скорости на другую в процессе работы достигается посредством кнопок «Пуск 1» или «Пуск 2». Наличие двойной электрической блокировки (блок-контактами контакторов и двухцепными кнопками) надежно

предохраняет систему от одновременного включения контакторов и связанного с ним короткого замыкания. Защита двигателя от перегрузки, вызывающей недопустимый нагрев его обмоток,

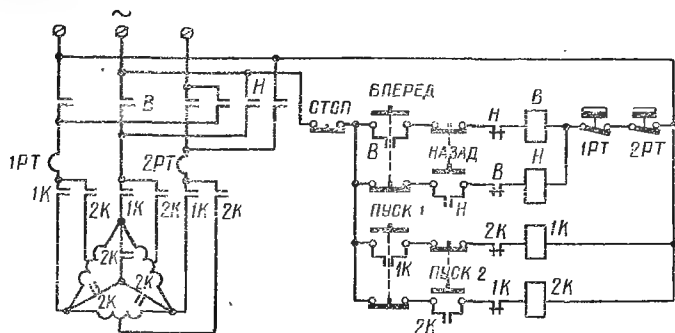


Рис. 6.8. Схема управления асинхронным двухскоростным двигателем

осуществляется тепловыми реле. Имеется также максимальная защита от токов короткого замыкания (предохранителями, не показанными на схеме) и минимальная защита контакторами от чрезмерного снижения или исчезновения напряжения сети.

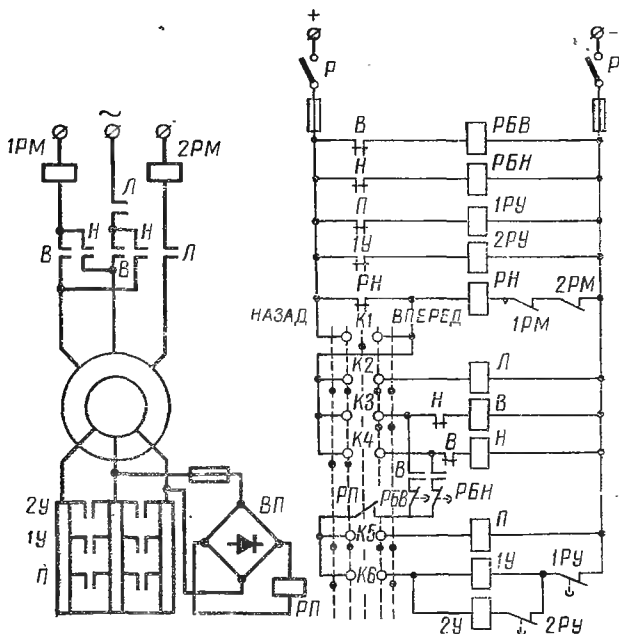


Рис. 6.9. Схема управления асинхронным двигателем с контактными кольцами в функции времени

Управление асинхронным двигателем с контактными кольцами (рис. 6.9). Управление пуском в функции времени торможением в зависимости от э. д. с. и реверсированием двигателя производится посредством командоконтроллера (с контактами $K_1—K_6$), контакторов и реле постоянного тока. Перед началом пуска на входы цепей статора и управления подаются напряжения. Рукоятка командоконтроллера находится в нулевом положении. Реле блокировки PBV и PBH , реле ускорения $1PY$ и $2PY$ с выдержкой времени при замыкании, а также реле напряжения PH возбуждены; их н. з. контакты разомкнуты, а н. о. контакты замкнуты. После перевода рукоятки в положение «Вперед» срабатывают контакторы L и B , к статору подводится напряжение сети, ротор ускоряется при полностью введенном сопротивлении. Лишившись питания, реле PBV с некоторой выдержкой времени закрывает свой н. з. контакт, подключив цепи катушек P , $1U$ и $2U$ к напряжению. Ступень противовключения в роторе закорачивается контактами P , так как напряжение его срабатывания устанавливается более высоким, чем пусковое ($s=1$). Одновременно реле $1PY$, потеряв возбуждение, с определенной выдержкой времени замкнет свои н. з. контакты в цепи катушки $1U$. Последний выводит из цепи ротора первую пусковую ступень сопротивления. Вместе с этим отключается от напряжения катушка реле $2PY$, которое с заданной выдержкой времени присоединяет к напряжению контактор $2U$, что приводит к закорачиванию второй пусковой ступени сопротивления и последующему переходу двигателя в рабочий режим. Для реверсирования двигателя командоконтроллер переводится в положение «Назад». При этом все контакторы и реле почти сразу возвратятся в первоначальное положение. Затем срабатывает контактор H , переключая фазы статора на обратное направление вращения магнитного поля. Наступает режим торможения противовключением. Реле PP , сработав, размыкает цепь контакторов P , $1U$ и $2U$. Через некоторый промежуток времени реле PBH замыкает свои контакты в цепи упомянутых аппаратов. Когда скорость ротора снизится до малой величины, реле противовключения PP замыкает свои н. з. контакты и т. д. Разгон двигателя в обратном направлении с последовательностью работы аппаратуры осуществляется аналогично предыдущей.

Управление синхронным двигателем. Прямой пуск синхронных двигателей средней мощности производится по схеме с постоянно присоединенным возбудителем или по схеме с отключенным возбудителем. Простейшей из них является первая (рис. 6.10). Перед началом пуска разъединитель $1P$ и рубильник $2P$ замкнуты. Якорь реле $1KG$, $1PB$, $2PB$ и $3PB$ находятся в притянутом состоянии, их н. о. контакты замкнуты, а н. з. контакты разомкнуты.

Двигатель пускается в ход кнопкой. Включающий соленоид $\mathcal{L}_в$ масляного выключателя $\mathcal{L}$ питается от отдельной сети постоянного тока. Нажатием на кнопку «Пуск» замыкается цепь катушки контактора $\mathcal{KПЛ}$ через замкнутый контакт $1\mathcal{КГ}$. Контактор $\mathcal{КПЛ}$, включившись, подает питание на соленоид $\mathcal{L}_в$ — осуществляется включение масляного выключателя $\mathcal{L}$ и подача напряжения на двигатель. Реле частоты $\mathcal{РЧ}$ втягивается и размыкает н. з. контакт $\mathcal{РЧ}$ в цепи катушки $1\mathcal{КГ}$. Она отключается и размыкает контакт $1\mathcal{КГ}$, шунтирующий сопротивление $\mathcal{СГ}$. При достижении скорости, равной $0,95 \div 0,98$ от синхронной, якорь реле $\mathcal{РЧ}$ отпадает и замыкает свой контакт $\mathcal{РЧ}$, что приводит к срабатыванию катушки $1\mathcal{КГ}$ и шунтированию сопротивления $\mathcal{СГ}$. При этом двигатель втягивается в синхронизм.

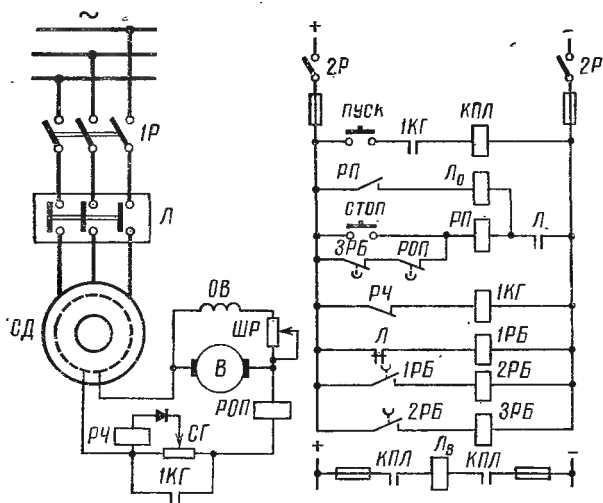


Рис. 6.10. Схема управления синхронным двигателем с постоянно присоединенным возбудителем

Остановка двигателя происходит от нажатия на кнопку «Стоп». В этом случае отключающая катушка $\mathcal{Л}_0$ и контактор гашения $1\mathcal{КГ}$ возбуждаются через контакты промежуточного реле $\mathcal{РП}$. При этом в цепь возбуждения двигателя вводится сопротивление для гашения магнитного поля $\mathcal{СГ}$. Эта простая схема управления используется в условиях облегченного пуска.

Управление двигателем постоянного тока. Управление электроприводом по схеме генератор — двигатель показано на рис. 6.11. Для подготовки системы к работе вначале запускается асинхронный двигатель $\mathcal{АД}$ и подводится напряжение к цепи управления. Обмотка возбуждения двигателя $\mathcal{ОВД}$ и реле ослабления поля $\mathcal{РОП}$ подключены к источнику питания.

Соответствующей кнопкой двигатель постоянного тока пускается в ход. Промежуточные реле *1РП* включает контактор *2Л* и катушку напряжения реле управления полем *РУП* (вторая токовая катушка этого реле включена встречно). Генератор возбуждается и двигатель разгоняется с интенсивностью, зависящей от положения ползунка реостата *РВГ*. Последнее определяет также величину установившейся скорости вращения двигателя.

Для остановки двигателя нажимается кнопка «Стоп». При этом осуществляется рекуперативное торможение: реле *РУП*

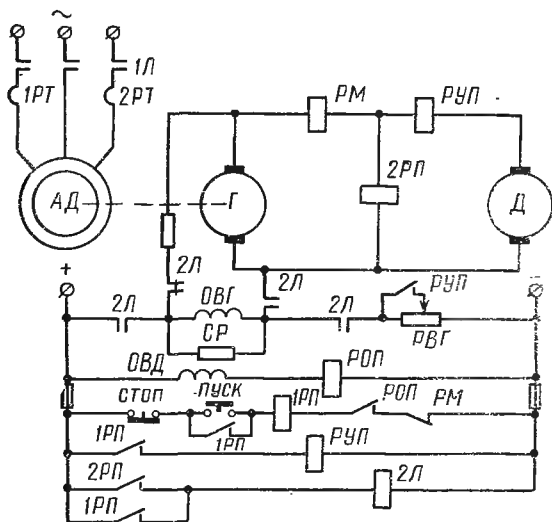


Рис. 6.11. Управление электроприводом по системе генератор — двигатель

размыкает свои контакты, снижается магнитный поток и э. д. с. генератора, при этом изменяется направление тока в цепи якоря на обратное, машина *Г* переходит в двигательный, а машины *Д* и *АД* — в генераторный режим. Двигатель затормаживается. Когда напряжение в цепи якорей упадет до определенной величины, якорь реле *2РП* отпадает, лишая контактор *2Л* питания, что приводит к отключению обмотки возбуждения от источника постоянного тока и присоединению ее к цепи якоря генератора. Магнитный поток генератора при этом продолжает резко убывать, вызывая полную остановку двигателя. Система защищена: тепловыми реле от перегрузки приводного двигателя переменного тока, максимальными реле — от недопустимых токов в цепи якорей и от потери или чрезмерного ослабления возбуждения двигателя постоянного тока.

§ 6. 5. Общие сведения о замкнутых системах управления электроприводами

Качество электропривода в большой мере зависит от системы его управления. Как уже отмечалось, современные регулируемые электроприводы управляются преимущественно по замкнутому принципу. Замкнутые схемы приводов образуются посредством разных обратных связей с использованием тех или иных усилителей. Назначение обратных связей состоит в том, чтобы автоматически поддерживать определенное соотношение между входной и выходной величинами при наличии возмущающих воздействий (например, изменении нагрузки).

Применение обратных связей в электроприводах позволяет значительно расширить диапазон регулирования скорости, повысить жесткость механических характеристик, улучшить качество переходных процессов и устойчивость работы.

Имеются разного рода обратные связи, как по выполняемым функциям, так и по способу исполнения. По разным признакам различают следующие типы обратных связей. В зависимости от физической величины, передаваемой на вход,— обратные связи по скорости, положению, току, напряжению, вращающему моменту. По относительному знаку передаваемой величины — положительные и отрицательные.

В зависимости от области, в которой проявляется обратная связь,— жесткая, действующая в установившемся и в переходном режимах; гибкая — только в переходных режимах; с отсечкой — работающая, когда переменная отклоняется от заданного значения.

По устройству обратные связи подразделяются на: параметрические (статические электрические цепи) и электромеханические (тахогенераторы), пассивные, без собственных источников энергии, и активные с источниками энергии.

Рассмотрим в качестве примеров некоторые схемы обратных связей.

Выполнение обратных связей по току и напряжению в двигателях постоянного и переменного тока показано на рис. 6.12, а, б. Обратная связь по току нагрузки или вращающему моменту может вводиться также посредством тензометрического датчика. Токковая обратная связь с отсечкой (рис. 6.13, а) действует при условии

$$I_{я} r_T > U_3, \quad U_y \approx I_{я} r_T - U_3,$$

т. е. при перегрузке двигателя, когда ток якоря превосходит величину

$$I_{\text{я}} > \frac{U_{\text{с}}}{r_{\text{т}}},$$

где $U_{\text{с}}$ — напряжение, задаваемое потенциометром;
 $r_{\text{т}}$ — сопротивление шунта в цепи якоря.

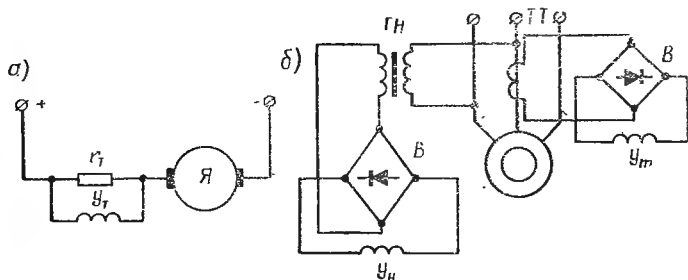


Рис. 6.12. Обратные связи:

а) по току в двигателе постоянного тока; б) по току и напряжению в двигателе переменного тока

Гибкая обратная связь, приведенная на рис. 6.13, б, относится к ЭМУ, стабилизирующая обмотка которого включена к выходному напряжению через конденсатор. В этой обмотке протекает ток лишь в переходном режиме, величина которого почти пропорциональна скорости изменения во времени выходного напряжения ЭМУ.

Электромеханическое исполнение обратной связи по скорости в виде тахогенератора и параметрические, выполненные как мостиковые электрические цепи переменного и постоянного

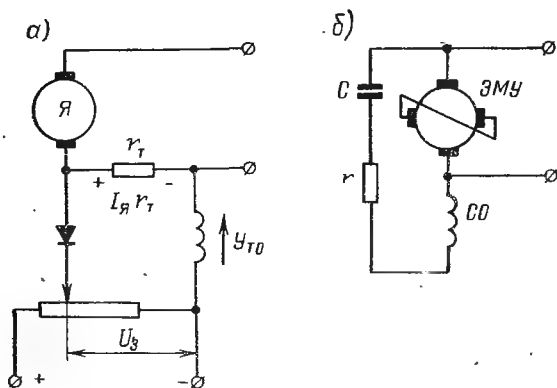


Рис. 6.13. Обратные связи:

а) токовая с отсечкой; б) гибкая

тока, изображены на рис. 6.14. Приведенные мостиковые схемы дают возможность косвенно и лишь ориентировочно измерять скорость вращения двигателей. В настоящее время для устройства обратной связи по току и скорости двигателя все шире применяются измерительные магнитные усилители с напряжением, пропорциональным указанным величинам.

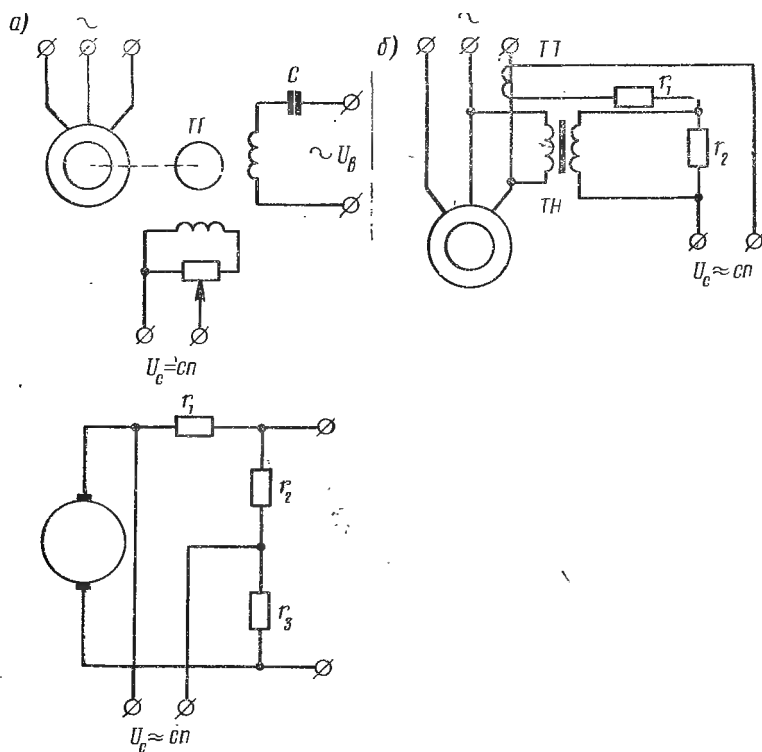


Рис. 6.14. Обратные связи по скорости, осуществляемые посредством:

- а) тахогенератора; б) мостиковой электрической цепи в двигателе переменного тока; в) мостиковой цепи в двигателе постоянного тока

Система автоматизированного электропривода с обратными связями в общем случае состоит из следующих звеньев (рис. 6.15): электродвигателя D , преобразователя $П$, цепей управления — задающего и сравнивающего устройства $ЗС$, измерительного устройства обратной связи $И$ и цепей корректирующих обратных связей $К$.

Цепи управления содержат ряд устройств: задающие для получения, например, требуемой скорости вращения; измерительные, включенные в цепи обратной связи, и информирующие

щие о работе двигателя и рабочей машины (РМ), а также сравнивающие.

Отдельные звенья системы отличаются разнообразием типов. Например, преобразователем может быть электромашинный, магнитный, тиратронный или полупроводниковый усилитель, статический или электромашинный преобразователь частоты и т. д.

Задающими устройствами обычно служат потенциометры, поворотные трансформаторы, сельсины-датчики и др.

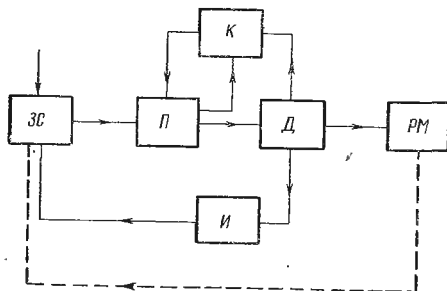


Рис. 6.15. Структурная схема типового электропривода

Корректирующие цепи включают в себя те или иные элементы внутренней обратной связи, улучшающие качество переходных процессов. Ими могут быть электромашинные, пассивные четырехполюсники и др.

В настоящее время в автоматизированных приводах все шире применяется программное регулирование, осуществляемое на основе определенной информации или программы.

В специальных приводах развиваются также самонастраивающиеся системы управления, действующие в зависимости от отклонения регулируемых величин от их экстремальных значений.

Рассмотрим примеры замкнутых систем регулируемых электроприводов постоянного и переменного тока.

§ 6. 6. Электропривод

постоянного тока

с магнитным усилителем в цепи якоря и обратными связями

Основными частями привода являются: двигатель, магнитный усилитель с выпрямителями и задатчик. К якорю двигателя подводится выпрямленное напряжение рабочих обмоток P

усилителя, питаемых от сети переменного тока через полупроводниковые диоды B . Напряжение якоря двигателя устанавливается задатчиком $З$ или потенциометром Π (рис. 6.16). Скорость двигателя регулируется изменением выпрямленного напряжения, подводимого к якорю посредством магнитного усилителя. Индуктивность рабочих обмоток P усилителя, падение напряжения в них, напряжение и скорость якоря зависят от результирующей н. с. обмоток управления $У$. Она равна алгебраической сумме н. с. обмоток управления $У_1$ и $У_2$. Ток в обмотке $У_1$ определяется разностью напряжений задатчика и якоря $U_{1у} = U_3 - U_я$. Вторая обмотка управления усилителя включена на напряжение, пропорциональное току якоря двигателя.

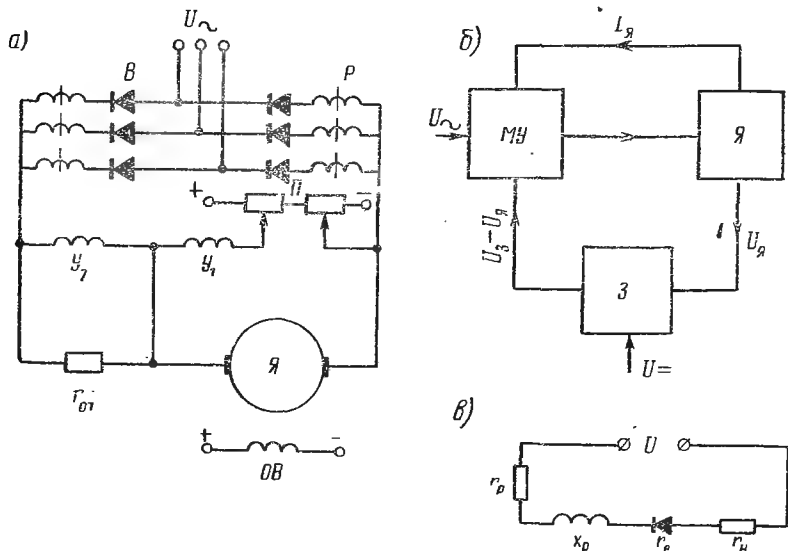


Рис. 6.16. Схемы электропривода постоянного тока с магнитным усилителем:

а) принципиальная; б) структурная; в) однофазная схема замещения преобразователя

Схема управления — замкнутая, содержит отрицательную обратную связь по напряжению и положительную токовую. Наличие этих связей обеспечивает значительный диапазон регулирования скорости и умеренную жесткость механических характеристик на каждой ступени, задаваемой потенциометром. Здесь электрическим силовым преобразователем служат выпрямители и усилители, включенные по трехфазной мостиковой схеме. Основываясь на обычных допущениях, принимаемых в инженерных расчетах (линейность усилителя, выпрямителя и др.), рассмотрим некоторые соотношения и характеристики данного

привода. В простой однофазной цепи (рис. 6.16, в) среднее выпрямленное напряжение на нагрузке

$$U_{\text{ср}} = \sqrt{k_1^2 U^2 - I_{\text{ср}}^2 x_p^2} - I_{\text{ср}} (r_p + r_v), \quad (6.1)$$

где $k_1 = \frac{I_{\text{ср}}}{I}$ — коэффициент формы тока, равный отношению среднего выпрямленного тока нагрузки к действующему синусоидальному току; $k_1 = 0,45$; $0,85 - 0,9$; $1,22 - 1,35$ — соответственно для однополупериодной схемы, однофазного моста, трехфазного моста;

x_p и r_p — индуктивное и активное сопротивление рабочей обмотки усилителя;

r_v — прямое сопротивление выпрямителя;

Из (6.1) определяем:

$$U = \frac{1}{k_1} \sqrt{[U_{\text{ср}} + I_{\text{ср}} (r_p + r_v)]^2 + I_{\text{ср}}^2 x_p^2}. \quad (6.2)$$

По этой формуле можно выбрать напряжение сети по остальным заданным величинам и обратно, найти пределы изменения индуктивности усилителя, необходимые, чтобы выпрямленное напряжение изменялось в заданных границах.

Нагрузкой электрического преобразователя является двигатель. Напряжение на его якоре

$$U_{\text{я}} = cn + I_{\text{я}} r_{\text{я}},$$

где

$$c = c_e \Phi, \quad U_{\text{я}} = U_{\text{ср}} \text{ и } I_{\text{я}} = I_{\text{ср}}.$$

Поэтому выражение (6.1) приводится к виду

$$cn + I_{\text{я}} r_{\text{я}} = \sqrt{k_1^2 U^2 - I_{\text{я}}^2 x_p^2} - I_{\text{я}} (r_p + r_v). \quad (6.3)$$

Определяя отсюда скорость вращения, получаем уравнение скоростной характеристики привода с разомкнутой схемой управления:

$$n = \frac{1}{c} \sqrt{k_1^2 U^2 - I_{\text{я}}^2 x_p^2} - \frac{1}{c} I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + r_p + r_v). \quad (6.4)$$

Из формулы следует, что скоростные характеристики разомкнутой системы мягче, чем естественные характеристики двигателя вследствие больших значений сопротивлений в цепи якоря. Эта формула позволяет определить диапазон регулирования скорости, если задать величины напряжения, тока, активных сопротивлений и пределы изменения индуктивности усилителя.

Обратимся теперь к замкнутой системе электропривода, блок-схема которого изображена на рис. 6.16, б. Напряжение привода

$$E_{\text{я}} + I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + r_0) = k_u (U_3 - U_{\text{я}} - U_{\text{см}}) + k_i U_{0\text{р}}, \quad (6.5)$$

где r_6 — внутреннее сопротивление блока питания;
 k_u и k_i — коэффициенты усиления по напряжению и току;
 $U_{см}$ — напряжение смещения, создаваемое соответствующей обмоткой $Y_{см}$ усилителя;
 $U_{oi} = I_{я} r_{o.т}$ — напряжение токовой обратной связи.
 Коэффициенты усиления

$$k_u = \frac{\Delta U_{ув}}{\Delta U_u} \text{ и } k_i = \frac{\Delta U_{ив}}{\Delta U_i}$$

равны отношению приращения выходного напряжения к приращению напряжения обмотки соответственно обратной связи по напряжению и токовой обратной связи.

В иной форме равенство (6.5) перепишется:

$$E_{я} + I_{я} (r_{я} + r_6 + r_{o.т}) = k_u (U_3 - U_{см} - E_{я} - I_{я} r_{я}) + k_i I_{я} r_{o.т}, \quad (6.6)$$

так как $E_{я} = cn$, то

$$n = n_0 - \frac{1}{c} I_{я} r'_{я}. \quad (6.7)$$

Здесь

$$n_0 = \frac{k_u (U_3 - U_{см})}{c (1 + k_u)},$$

$$r'_{я} = r_{я} + \frac{r_6}{1 + k_u} - \frac{k_i - 1}{1 + k_u} r_{o.т}.$$

Для частного случая, когда имеется обратная связь только по напряжению,

$$\left. \begin{aligned} r''_{я} &= r_{я} + \frac{r_6}{1 + k_u}; \\ n &= n_0 - \frac{1}{c} I_{я} r''_{я}. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

Формула (6.8) указывает, что скоростная характеристика при наличии обратной связи лишь по напряжению мягче аналогичной естественной характеристики двигателя ($r'_{я} = r_{я}$).

Для увеличения диапазона регулирования скорости с требуемой жесткостью характеристик предусмотрена положительная токовая обратная связь.

Теоретически нулевое значение суммарного сопротивления $r'_{я} = 0$ и высокая жесткость скоростной характеристики получаются из условия

$$r_{я} + \frac{r_6}{1 + k_u} = \frac{k_i - 1}{1 + k_u} r_{o.т}. \quad (6.9)$$

При этом коэффициент усиления по току

$$k_i = \frac{r_{я} (1 + k_u) + r_6 + r_{o.т}}{r_{o.т}} + 1. \quad (6.10)$$

Приближенно получаем

$$(1 - k_i) r_{o.т} \approx \text{const.}$$

(6.11)

Коэффициент k_i — величина переменная, вследствие нелинейности усилителя, поэтому для соблюдения условия (6.11) следует изменять значение $r_{o.т}$; с этой целью используют регулирующую обратную связь.

Скоростные характеристики привода: с разомкнутой системой (кривая a), с обратной связью по напряжению (кривая b), по току и напряжению (кривая $в$), рассчитанные по приведенным выше формулам, изображены на рис. 6.17. Они показывают, что система привода позволяет регулировать скорость в отношении 10:1 с жесткими характеристиками. Расширение диапазона регулирования скорости может быть достигнуто введением обратной связи по скорости посредством тахогенератора. Благодаря этому удается повысить пределы регулирования до 100:1.

Ценные свойства этих приводов в основном связаны с применением статических магнитных усилителей. Надежность и безотказность работы в реальных условиях эксплуатации, использование стандартных узлов, позволяющих выполнить автоматизированные приводы общего и специального назначения, составляют их положительные качества. Вместе с тем такие приводы не обладают быстротой действия в переходных режимах из-за значительной инерционности магнитного усилителя и имеют сравнительно большие габариты и вес на единицу мощности. Отмеченные свойства предопределяют области рационального применения регулируемых приводов постоянного тока с магнитным усилителем в цепи якоря. Они используются в различных металлорежущих станках, машинах текстильной промышленности, электротермических и других установках.

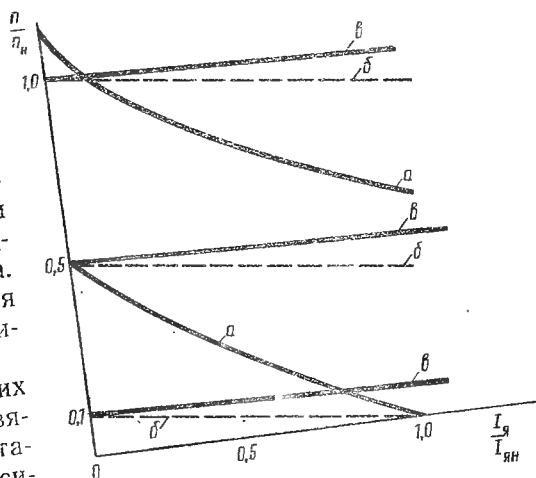


Рис. 6.17. Скоростные характеристики электропривода постоянного тока с магнитным усилителем в цепи якоря

§ 6.7. Регулируемые приводы постоянного тока по системе Г—Д с обратными связями.

Система Г—Д постоянного тока пока широко используется в регулируемых приводах, несмотря на ее повышенную (примерно трехкратную) установленную мощность, низкий к. п. д. и значительную инерционность, так как дает возможность плавно регулировать скорость в больших пределах (до 2000 : 1), получать жесткие механические характеристики, имея сравнительно простую схему и аппаратуру управления. В приводах малой и средней мощности в качестве возбудителя с успехом применяются магнитные усилители, а в мощных — роль возбудителей выполняют ЭМУ. Последние могут служить также и генераторами в системах Г—Д небольшой мощности.

Расширение диапазона регулирования и высокая стабилизация скорости на каждой ступени достигается путем обратного воздействия по основному возмущению — току нагрузки или вращающему моменту, а также по регулируемой величине — скорости двигателя.

Система ЭМУ—Дс обратными связями по скорости и току. Эта система, как уже отмечалось, часто используется в регулируемых установках небольшой мощности. Схема такого привода с электромашинным управлением приведена на рис. 6.18. В ней

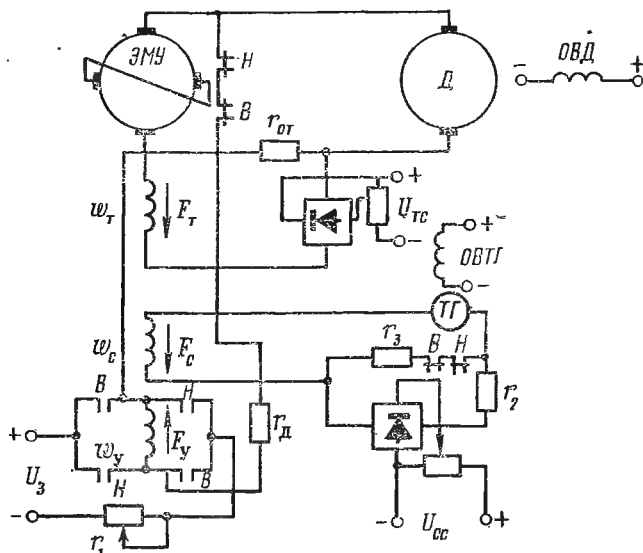


Рис. 6.18. Система ЭМУ—Д с обратными связями по току с отсечкой и по скорости с задержкой

имеются токовая и скоростная отрицательные обратные связи, работающие с отсечкой. Токовая отрицательная обратная связь начинает действовать с задержкой, когда ток якоря превышает допустимый I' . Благодаря этому ограничивается величина тока короткого замыкания. В рабочей зоне эта токовая отрицательная связь бездействует, не оказывая влияния на жесткость механических характеристик двигателя. Необходимая величина этой жесткости создается скоростной отрицательной обратной связью, проявляющейся в рабочей области машины. По достижении током якоря некоторой заданной величины I'' скоростная связь прекращает свое действие.

В схеме предусматривается реверсивный контактор, контакты которого обозначены B и H . При вращении двигателя в прямом или обратном направлениях замкнуты нормально открытые и разомкнуты нормально закрытые контакты B или H .

Когда двигатель неподвижен, в режиме короткого замыкания контактор отключается, обратная скоростная связь шунтируется сопротивлением r_3 и прекращает свое действие. В этом случае обмотка управления ω_y приключается к якору через добавочное сопротивление r_d , по величине большее критического во избежание самовозбуждения ЭМУ. Таким способом происходит гашение поля ЭМУ и устраняется возможность вращения двигателя с ползучей скоростью.

В режиме короткого замыкания двигателя результирующая н. с. ЭМУ

$$F_k = F_y - F_{т.к.} \quad (6.12)$$

Здесь F_y — н. с. обмотки управления ω_y ;

$F_{т.к.}$ — н. с. обмотки токовой обратной связи ω_t .

Э. д. с. якоря усилителя при коротком замыкании

$$E_k = c_1 (F_y - F_{т.к.}). \quad (6.13)$$

Эта же э. д. с.

$$E_k = I_k (r_{я} + r_{о.т}), \quad (6.14)$$

где $(r_{я} + r_{о.т})$ — полное сопротивление цепи якорей.

Намагничивающая сила обмотки управления учитывает форсировку возбуждения

$$F_y = \alpha F_0,$$

где α — коэффициент форсировки возбуждения;

F_0 — номинальная н. с. усилителя.

На основе уравнений напряжений контуров можно найти значения параметров схемы.

Намагничивающая сила обмотки токовой обратной связи зависит от разности тока короткого замыкания I_k и тока отсечки I' и параметров контура:

$$F_{т.к} = \frac{w_T (I_k - I') r_{о.т}}{\beta r_T}, \quad (6.15)$$

где w_T и r_T — число витков и сопротивление токовой обмотки;

$$\beta = (1 + \delta), \quad \delta = \frac{I'}{I_k}.$$

Подстановка выражений для F_y и $F_{т.к}$ в (6.13) и (6.14) и приравнивание последних между собой дает формулу, определяющую величину сопротивления шунта токовой обратной связи:

$$r_{о.т} = \frac{c_1 a F_0 - I_k r_y}{\frac{c_1 w_T}{\beta r_T} (I_k - I') + I_k}. \quad (6.16)$$

С учетом форсировки добавочное сопротивление, которое необходимо включить в цепь обмотки управления,

$$r_1 = \frac{U_3}{a F_0} w_y - r_y, \quad (6.17)$$

где r_y — сопротивление обмотки управления;

U_3 — задающее напряжение цепи управления.

Исходя из пропорциональности э. д. с. тахогенератора и двигателя, полное сопротивление цепи скоростной обратной связи

$$r_c = \frac{k_y w_c (1 - \gamma)}{\alpha - 1}. \quad (6.18)$$

Здесь $\gamma = \frac{U'_{с.с}}{U_0}$ — отношение приведенного напряжения, снимаемого с потенциометра, к напряжению холостого хода ЭМУ;

$\alpha = \frac{I_k}{I_k - I'}$ — коэффициент форсировки возбуждения.

Система Г—Д с магнитными усилителями и обратными связями. В настоящее время обратные связи могут успешно выполняться с помощью магнитных усилителей, обладающих известными ценными свойствами.

На рис. 6.19 приведена система Г—Д с двумя магнитными усилителями: 1) МУВ, управляющим возбуждением генератора и имеющим две обмотки обратной связи У1 и У2; 2) МУТ, выходное напряжение которого пропорционально току нагрузки. Обмотка управления У1 служит для создания скоростной обратной связи. Ток в ней пропорционален разности задающего напряжения U_{31} и э. д. с. якоря двигателя E_d :

$$U_1 = U_{31} - E_d. \quad (6.19)$$

Здесь э. д. с. якоря, пропорциональная его скорости вращения,

$$E_d = cn = U_{я} - I_{я} r_{я}. \quad (6.20)$$

Скоростная обратная связь стабилизирует скорость двигателя на каждой ступени в процессе изменения его нагрузки. Например, усиление нагрузки вызывает некоторое снижение скорости и э. д. с. якоря двигателя, увеличение напряжения U_1 и н. с. F_1 обмотки управления Y_1 . При этом повышается насыщение усилителя и его выходное напряжение, а вместе с ним ток возбуждения и э. д. с. генератора, что увеличивает скорость двигателя до значения, весьма близкого исходному.

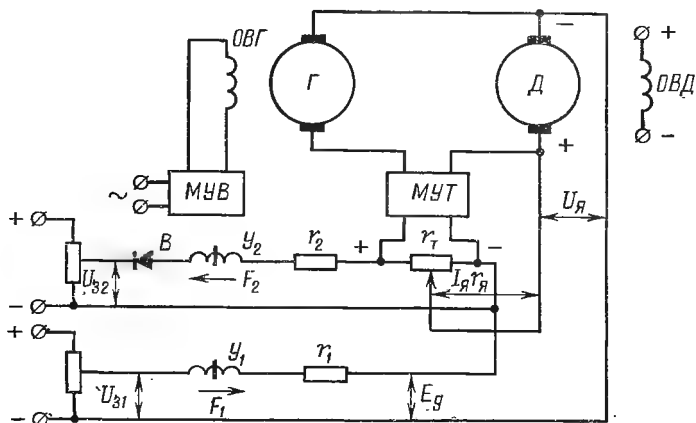


Рис. 6.19. Система Г—Д с магнитными усилителями и обратными связями по скорости и току

Обмотка управления Y_2 обеспечивает токовую обратную связь с отсечкой. Когда ток в якоре достигает величины, при которой падение напряжения U_T на сопротивлении r_T превышает задающее напряжение U_{32} , в цепи обмотки управления протекает ток. Это происходит вследствие односторонней проводимости выпрямителя B , включенного в эту цепь.

Напряжение во втором контуре

$$U_2 \doteq U_T - U_{32}. \quad (6.21)$$

Н. с. F_2 , пропорциональная этому напряжению, снижает результирующую н. с. усилителя и ток возбуждения генератора. Таким образом, происходит снижение напряжения генератора и ограничение нагрузочного тока в системе двух машин.

§ 6. 8. Регулируемый электропривод с магнитным усилителем в цепи возбуждения и обратной связью по скорости

Усовершенствованные двигатели постоянного тока новой серии позволяют регулировать скорость вращения примерно в отношении 5:1 изменением магнитного потока. Стабилизацию скорости при колебаниях нагрузки на валу можно осуществить введением жесткой отрицательной обратной связи по скорости

или э. д. с. якоря двигателя. Управление цепью возбуждения может иметь несколько разновидностей. Для двигателей небольшой мощности схема, приведенная на рис. 6.20, дает хорошие результаты. Выпрямленный ток усилителя I_M создает падение напряжения на сопротивлении r_d , последовательно включенном с обмоткой возбуждения и направленном встречно напряжению U_B .

Если ток в цепи управления U усилителя возрастает, что имеет место при снижении скорости и э. д. с. тахогенератора (рост нагрузки), то выходное напряжение усилителя U_M повышается,

ток возбуждения I_B и магнитный поток Φ снижаются, а скорость двигателя восстанавливается почти до прежнего значения. Выходной ток усилителя I_M не будет протекать в цепи при условии, когда выпрямленное напряжение холостого хода усилителя меньше падения напряжения на сопротивлении r_d , вызванного током возбуждения двигателя: $U_{M.0} < I_{B.н} r_d$, так как в этом случае цепь заперта выпрямителем B_1 . Если же $U_{M.0} > I_{B.н} r_d$, то ток возбуждения I_B с увеличением нагрузки может снизиться до весьма малого значения, при котором двигатель достигнет недопустимо большой скорости вращения. В связи

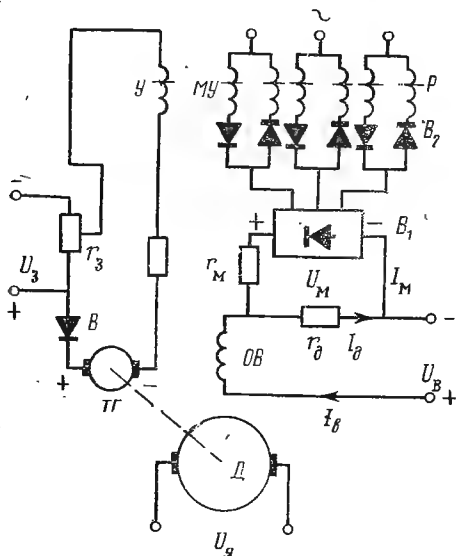


Рис. 6.20. Схема привода с магнитными усилителями в цепи возбуждения

с этим наибольшее напряжение насыщения усилителя должно быть ограниченным по величине.

Для цепей возбуждения схемы, изображенной на рис. 6.20,

$$\left. \begin{aligned} U_M &= I_d r_d + I_M r_m; \\ U_B &= I_d r_d + I_B r_b; \\ I_d &= I_B + I_M. \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

По ним находятся выражения для токов:

$$\left. \begin{aligned} I_M &= [U_M (r_b + r_d) - U_B r_d] : R^2; \\ I_B &= [U_B (r_m + r_d) - U_M r_d] : R^2; \\ I_d &= [U_B r_m + U_M r_b] : R, \end{aligned} \right\} \quad (6.23)$$

где

$$R^2 = r_b r_m + r_b r_d + r_d r_m.$$

Зависимости этих токов от напряжения усилителя изображены на рис. 6.21.

Важное значение имеет величина добавочного сопротивления r_b . Его оптимальное значение можно определить исходя из минимума мощности МУ.

Введем обозначения:

$$k_i = I_{B, \text{ мин}} : I_{B, \text{ н}}$$

$$\text{и } k_r = r_d : r_b.$$

Если известен диапазон регулирования, то $I_{B, \text{ мин}}$ находится по кривой намагничивания машины.

На основе предыдущих соотношений номинальный ток усилителя, отвечающий минимальной скорости двигателя,

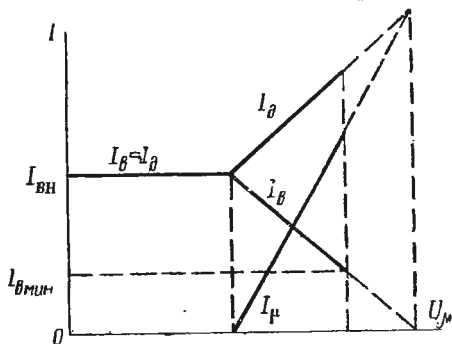


Рис. 6.21. Зависимости токов от напряжения

$$I_{M, \text{ н}} = I_{B, \text{ н}} \frac{(1 + k_r)(1 - k_i)}{k_i}, \quad (6.24)$$

где

$$I_{B, \text{ н}} = \frac{U_B}{r_b + r_d}.$$

Номинальное выходное напряжение усилителя

$$U_{M, \text{ н}} = I_d r_d = (I_{M, \text{ н}} + I_{B, \text{ мин}}) r_d = I_{B, \text{ н}} r_b (1 + k_r - k_i). \quad (6.25)$$

Номинальная выходная мощность усилителя

$$P_{\text{M, H}} = U_{\text{M, H}} I_{\text{M, H}} = I_{\text{B, H}}^2 r_{\text{B}} \frac{1}{k_r} (1 + k_r) (1 - k_i) (1 + k_r - k_i). \quad (6.26)$$

Минимальная мощность усилителя, исходя из $\frac{\partial P_{\text{м. н}}}{\partial k_r}$, получается при условии

$$k_r = k_{r0\text{II}} = \sqrt{1 - k_i}. \quad (6.27)$$

Для диапазонов регулирования 3:1 и 5:1, $k_i \approx 0,2$ и 0,1 номинальная мощность усилителя примерно в 2,8 и 3,5 раза больше номинальной мощности возбуждения двигателя.

§ 6. 9. Регулируемый асинхронный привод с магнитными усилителями и обратными связями

Для определенных производственных машин и механизмов асинхронный привод, регулируемый магнитным усилителем, может быть вполне рациональным. Необходимые в ряде случаев широкий диапазон регулирования и поддержание заданной скорости вращения при переменной нагрузке обеспечиваются обратной связью по скорости. На рис. 6.22 изображена одна из возможных замкнутых схем такого электропривода с двумя уси-

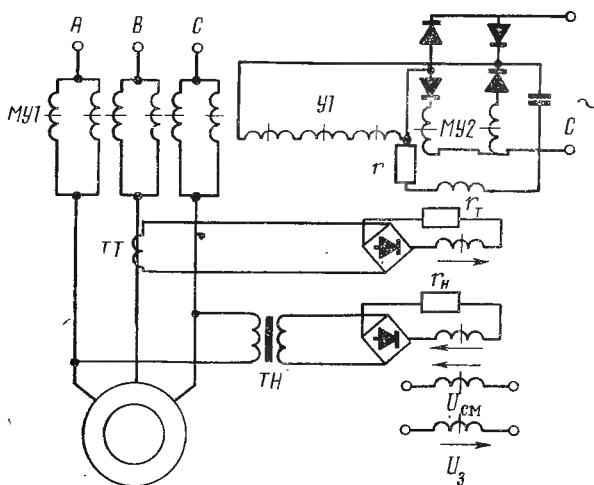


Рис. 6.22. Схема асинхронного электропривода с магнитным усилителем и обратными связями

лителями — основного $МУ1$, имеющего внутреннюю обратную связь, и вспомогательного $МУ2$ с гибкой внешней обратной связью. Внутренняя обратная связь, используемая в основном усилителе, увеличивает его коэффициент усиления и быстродействие, уменьшает вес и габариты. Гибкая внешняя связь повышает устойчивость работы и скорость протекания переходных процессов во вспомогательном усилителе.

Близкая к скоростной обратная связь в системе достигается здесь по схеме косвенного измерения скорости, с сигналами управления, пропорциональными току и напряжению двигателя.

Н. с., создаваемая этими сигналами, действующими встречно, приблизительно пропорциональна отклонению скорости ротора от некоторого заданного значения.

Результирующий сигнал, усиленный $МУ2$, воздействует на цепь управления основного усилителя $МУ1$. Желаемая величина скорости устанавливается значением задающего напряжения U_3 .

Статические характеристики этого привода, усилитель которого обладает нелинейными зависимостями, рассчитываются обычно графо-аналитическим методом. Механические характеристики привода с разомкнутой и замкнутой схемами управления приведены на рис. 6.23. Они ясно иллюстрируют, что в замкнутой системе расширяются пределы регулирования и возрастает жесткость механических характеристик. Используемое здесь устройство косвенного ориентировочного измерения скорости позволяет стабилизировать ее лишь частично. При росте нагрузки до максимального значения скорость снижается на 10—15%.

Изучаемый электропривод обладает специфическими свойствами, определяющими рациональные области применения. Привод обладает высокой надежностью работы, обусловленной простотой конструкций бесколлекторного асинхронного короткозамкнутого двигателя и статических магнитных усилителей. Выполненный по замкнутой схеме, он позволяет получить максимальный диапазон регулирования порядка 10 : 1 с определенной жесткостью механических характеристик. Коэффициент усиления привода высок. Система обладает, однако, низкими энергетическими показателями и другими ограничениями (§ 4.5).

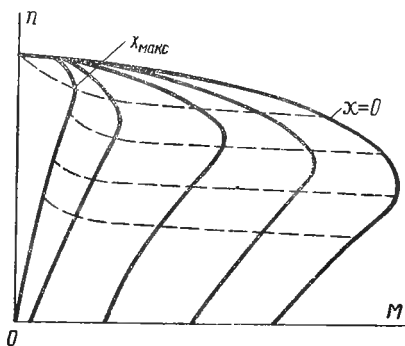


Рис. 6.23. Механические характеристики асинхронного привода с магнитным усилителем в цепи статора: с разомкнутой (—) и замкнутой (— — —) схемами управления

§ 6. 10. Задачи оптимального управления электроприводами

Повышение производительности электропривода при возможно меньших потерях энергии и стоимости оборудования имеет первостепенное значение для народного хозяйства. Для многих приводов решение этой задачи зависит от закономерностей их управления. Управление, обеспечивающее наиболее рациональное протекание процессов, можно назвать оптимальным.

Обычно оптимум определяется как максимум или минимум (экстремум) некоторой переменной при заданных ограничениях в отношении других величин. Теоретической основой нахождения экстремальных значений функций служит вариационное исчисление.

В простейшем виде классическая задача вариационного исчисления решается следующим образом: искомая функция $y=y(x)$, придающая интегралу

$$\tau = \int_{x_1}^{x_2} F(x; y; y') dx \quad (6.28)$$

экстремальное значение, должна удовлетворять дифференциальному уравнению Эйлера

$$\frac{\partial F}{\partial y} - \frac{d}{dx} \frac{\partial F}{\partial y'} = 0. \quad (6.29)$$

В решение этого уравнения входят произвольные постоянные, которые находятся по начальным условиям. Из курса вариационного исчисления известно, что функции, найденные по уравнению Эйлера, не всегда доставляют экстремум функционалу (6.28). Поэтому для уверенности требуется проверка выполнения дополнительных условий. Таковыми являются: условие Якоби — решения уравнения Эйлера не должны иметь сопряженных точек; усиленное условие Лежандра для максимума функционала

$$\frac{\partial^2 F}{\partial y'^2} < 0 \quad (6.30)$$

и для минимума функционала

$$\frac{\partial^2 F}{\partial y'^2} > 0. \quad (6.31)$$

В более общем виде рассматриваемая задача включает выполнение добавочного условия. Если функция $y=y(x)$ придает экстремум интегралу

$$\tau_1 = \int_{x_1}^{x_2} H(x; y; y') dx \quad (6.32)$$

при условии заданного значения интеграла

$$\tau_2 = \int_{x_1}^{x_2} L(x; y; y') dx, \quad (6.33)$$

то она должна удовлетворять уравнению Эйлера для промежуточной функции

$$F = H + \lambda_0 L. \quad (6.34)$$

Здесь λ_0 — произвольная постоянная, определяемая по заданному значению интеграла τ_2 .

В наиболее обобщенном виде на искомую функцию $y(x)$ налагаются дополнительные ограничения в форме неравенств. В некоторой области, ограниченной этими неравенствами, и должны находиться искомые функции. Решения уравнения Эйлера называются экстремалими. При этом возможны три характерных случая: а) экстремали находятся внутри ограниченной допустимой области; б) экстремали находятся полностью вне ограниченной области; в) экстремали пересекают границу допустимой области.

Обычный порядок анализа: решают уравнения Эйлера и находят экстремали, которые не учитывают ограничивающие неравенства; изучают, где заключены экстремали — внутри, вне или пересекают границу допустимой области. По полученным результатам определяются искомые функции соответственно трем перечисленным случаям.

Применительно к электроприводу исходными уравнениями в относительных единицах, необходимыми для анализа, являются следующие.

Уравнение движения

$$M - M_c = \frac{dv}{d\tau}. \quad (6.35)$$

Здесь все величины выражены в относительных единицах:

M — момент, развиваемый двигателем;

M_c — статический момент сопротивления рабочей машины;

v — угловая скорость вращения двигателя;

$\tau = \frac{t}{T_m}$ — время, отнесенное к электромеханической постоянной времени T_m .

Пройденный путь или угол поворота за время T машины в относительных единицах

$$\alpha = \int_0^T v d\tau, \quad (6.36)$$

так как за единицу принят путь или угол поворота, отвечающий номинальной скорости и времени T_m .

Потери энергии в роторе или якоре за время T

$$Q = \int_0^T i^2 d\tau, \quad (6.37)$$

поскольку за единицу приняты потери энергии при нормальном токе за время T_m .

Для электроприводов, перемещающих машину и механизм, мерой производительности работы служит величина пройденного пути или угла поворота, выраженного интегралом (6.36). Мерой тепла, выделяемого в роторе или якоре, и температуры изоляции, зависящей от него, и теплоотдачи служит величина интеграла (6.37). Производительность желательно иметь наибольшей при допустимом нагреве обмоток двигателя. На электромеханические и тепловые процессы, протекающие в двигателе, накладываются существенные ограничения:

1) по условиям допустимого нагрева обмотки количество тепла, выделяемого в ней за время T , не должно превышать предельно допустимого:

$$Q_d \geq \int_0^T i^2 dt. \quad (6.38)$$

Здесь полагают, что теплоотдача не зависит от скорости вращения ротора;

2) из условий механической прочности, максимальной частоты питания (двигатели переменного тока), насыщения генератора (система Г—Д) скорость вращения двигателя не должна превосходить допустимую величину:

$$v_d \geq v. \quad (6.39)$$

По условиям коммутации не разрешается, чтобы ток якоря двигателя постоянного тока превосходил допустимое значение:

$$i_d \geq i_k. \quad (6.40)$$

Здесь не учитывается влияние скорости вращения на процесс коммутации. Для асинхронного двигателя ограничения, связанные с коммутацией, отсутствуют.

Наиболее целесообразное или оптимальное управление электроприводом может быть разным по характеру в зависимости от особенностей технологического процесса. Типичная задача оптимального управления электроприводом заключается в том, чтобы получить наибольшее перемещение механизма [максимум интеграла (6.36)] при заданной величине потерь энергии (6.38) и соблюдении ограничений, выраженных неравенствами (6.39) и (6.40).

Задача может быть поставлена и в других формах. Например, управление должно обеспечить наименьшие потери энергии

[минимум интеграла (6.37)] для заданного перемещения механизма или так — определенное перемещение механизма следует осуществить за минимальное время, когда заданы потери энергии. Выполнение ограничений, описанных неравенствами (6.39) и (6.40), требуется во всех случаях. Отметим, что приведенные выше формулировки задачи идентичны. Для всех закономерность управления оказывается одинаковой. Поэтому в анализе ограничиваются одной из этих формулировок, например первой. Доказательство тождественности упомянутых формулировок и соответствующих им решений, дающих одинаковый закон управления, основывается на принципе взаимности. Из него следует, что решения уравнения (6.35), придающие максимум выражению (6.36), когда значение (6.37) задано, будут также доставлять минимум выражению (6.37) при заданной величине (6.36).

§ 6. 11. Оптимальное управление двигателем постоянного тока

Рассмотрим оптимальное управление двигателем с независимым возбуждением, магнитный поток которого сохраняется постоянным.

Вращающий момент в относительных единицах при $\Phi = 1$

$$\mu = \frac{M}{M_n} = \frac{cI\Phi_d}{cI_n\Phi_n} = i\Phi = i. \quad (6.41)$$

Уравнение движения (6.35) преобразуется к виду

$$i = \frac{dv}{d\tau} + \mu_c. \quad (6.42)$$

В этом уравнении переменными, которыми можно управлять (например, посредством изменения напряжения), являются ток и скорость вращения якоря, тогда как момент сопротивления не зависит от управляющих воздействий. Определение функций $i(\tau)$ и $v(\tau)$, входящих в уравнение движения (6.42), обеспечивающих максимальное значение перемещения (6.36) при заданном уровне потерь энергии (6.38) и ограничениях в виде неравенств (6.39) и (6.40), составляет содержание рассматриваемой задачи. Для упрощения не будем учитывать ограничения (6.39) и (6.40). Согласно (6.38), заданное значение потерь энергии выражается интегралом

$$Q_d = \int_0^T (v' + \mu_c)^2 d\tau. \quad (6.43)$$

Одна из искоемых функций — скорость вращения $v(\tau)$ — находится по дифференциальному уравнению Эйлера

$$\frac{\partial F}{\partial v} - \frac{d}{d\tau} \times \frac{\partial F}{\partial v'} = 0,$$

где F — промежуточная функция. На основании (6.34)

$$F = v - \lambda_0 (v' + \mu_c)^2, \quad (6.44)$$

где λ_0 — произвольная постоянная или множитель Лагранжа. Производя дифференцирование этой промежуточной функции по (6.29), получим уравнение Эйлера в конкретизированной форме:

$$2\lambda_0 \frac{d^2v}{d\tau^2} - 2\lambda_0\mu_c \frac{d\mu_c}{dv} + 1 = 0. \quad (6.45)$$

Почленное интегрирование этого уравнения, предварительно умноженного на $\frac{dv}{d\tau}$ и на $d\tau$, дает:

$$\lambda_0 \left(\frac{dv}{d\tau} \right)^2 - \lambda_0\mu_c^2 + v = A. \quad (6.46)$$

Поскольку $i = v' + \mu_c$, то имеем следующую взаимозависимость между током и скоростью вращения якоря:

$$i^2 + 2\mu i = \frac{1}{\lambda} (A - v). \quad (6.47)$$

Уравнения (6.45) — (6.46) справедливы для любой зависимости статического момента от скорости. Для привода с постоянным моментом сопротивления дифференциальное уравнение Эйлера принимает вид

$$2\lambda_0 \frac{d^2v}{d\tau^2} + 1 = 0. \quad (6.48)$$

Его первый интеграл

$$\lambda_0 \left(\frac{dv}{d\tau} \right)^2 + v = A. \quad (6.49)$$

Второй интеграл

$$v = A_2 + A_1\tau - \frac{\tau^2}{2\lambda_0}, \quad (6.50)$$

где A_1 и A_2 — постоянные интегрирования.

Вторая искомая функция — ток якоря, определяемый из (6.42):

$$i = A_1 - \frac{\tau}{2\lambda_0} + \mu_c. \quad (6.51)$$

Проверка показывает, что условия Якоби и Лагранжа удовлетворяются. Выражение (6.50) показывает, что оптимальная зависимость скорости вращения от времени носит параболический характер. Из (6.51) следует, что в оптимальном режиме ток якоря должен изменяться во времени линейно. Постоянные интегрирования A_1 и A_2 находятся из граничных условий: $\tau = 0$ и $\tau = T$, что соответствует $v = v_1$ и $v = v_2$.

Во многих случаях переходные режимы отличаются нулевыми граничными условиями $v_1 = v_2 = 0$. При этом $A_1 = \frac{T}{4\lambda_0}$ и $A_2 = 0$.

Постоянную λ_0 определяют из условия заданного перемещения механизма α_d или заданных потерь энергии Q_d :

$$\alpha = \alpha_d = \int_0^T \dot{v} d\tau = \frac{T^3}{24\lambda_0},$$

откуда

$$\lambda_0 = \frac{T^3}{24\alpha_d}, \quad A_1 = \frac{6\alpha_d}{T^2} \text{ и } A_2 = \frac{3}{2} \frac{\alpha_d}{T}.$$

Если заданы потери энергии

$$Q_d = \int_0^T \left(\frac{dv}{d\tau} + \mu_c \right)^2 d\tau = \frac{T^3}{48\lambda_0^2} + T\mu_{c.0}^2,$$

то

$$\lambda_0 = \pm \frac{T}{4 \sqrt{3 \left(\frac{Q_d}{T} - \mu_{c.0}^2 \right)}}.$$

Знак перед радикалом берется положительным, исходя из условия Лежандра. Заменяя произвольные постоянные их значениями для нулевых граничных условий, получаем:

$$\begin{aligned} i &= \mu_{c.0} + i_0 \left(1 - \frac{2\tau}{T} \right), \\ v &= i_0 \tau \left(1 - \frac{\tau}{T} \right). \end{aligned} \quad (6.52)$$

По заданным потерям в якоре

$$i_0 = \sqrt{3 \left(\frac{Q_d}{T} - \mu_{c.0}^2 \right)}.$$

В случае заданного перемещения α

$$i_0 = \frac{6\alpha}{T^2}.$$

На рис. 6.24, а приведены оптимальные функции времени: линейная и параболическая для тока и скорости якоря. В режиме оптимального управления существует определенная зависимость между током и скоростью вращения якоря (6.47), из которой следует, что

$$i = \mu_c \pm \sqrt{\mu_c^2 + \frac{1}{\lambda} (A - v)}.$$

Эта параболическая зависимость при $\mu = \text{const}$ изображена на рис. 6.24, б. Ток якоря, достигающий наибольших величин в области малых скоростей вращения, уменьшается по мере ее увеличения. Такой характер изменения тока с точки зрения коммутации можно считать вполне приемлемым. Подстановка в (6.37) квадрата тока и интегрирование позволяют установить взаимосвязь между потерями энергии, перемещением и временем:

$$Q = \frac{12\alpha^2}{T^3} + \mu_{с.о} T. \quad (6.53)$$

Если заданы перемещение α и время T , то эта формула дает минимальные потери энергии; в случае же заданных потерь энергии и времени она определяет максимальное перемещение α , и, наконец, когда перемещение и потери заданы, она выражает

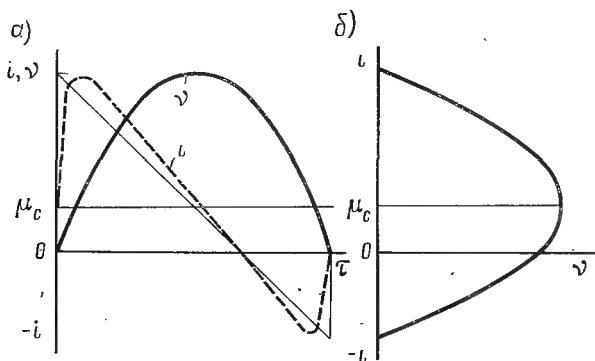


Рис. 6.24. Оптимальные характеристики двигателя с постоянным магнитным потоком при постоянном статическом моменте сопротивления: а) $i, v = \varphi(\tau)$
б) $i = \varphi(v)$

минимальное время. Для законов управления, отличных от полученного оптимального, показатели работы электропривода снижаются. Так, в случае прямоугольной кривой тока ($i = +i_0$ при разбеге и $i = -i_0$ при торможении) на основании (6.37) и (6.36) имеем: $Q = i_0^2 T$, $\alpha = \frac{i_0 T^2}{4}$ и окончательно $Q = 16 \frac{\alpha^2}{T^3}$. Потери же энергии (6.53) в оптимальном режиме $Q = 12 \frac{\alpha^2}{T^3}$.

Из этих соотношений следует, что при одинаковой производительности потери энергии при оптимальном управлении на 33% меньше, чем в случае прямоугольной кривой тока. Можно также показать, что при управлении током по закону синуса

$$i = i_m \sin \frac{2\pi}{T} \tau$$

потери энергии возрастают на 65% по отношению к потерям в оптимальном режиме с одинаковой производительностью. Снижение показателей электропривода в случаях неоптимального управления проявляется тем значительнее, чем меньше статический момент сопротивления по сравнению с моментом, соответствующим инерции движущихся частей. Это положение очевидно из соотношения, справедливого для нулевых граничных условий ($v_1 = v_2 = 0$):

$$Q = \int_0^T i^2 d\tau = \int_0^T (v' + \mu_{с.о})^2 d\tau = A \frac{a^2}{T^3} + \mu_{с.о}^2 T. \quad (6.54)$$

Потери состоят из двух частей: одна из них, обусловленная переходным механическим процессом (разгоном и торможением), зависит от закона управления, а вторая — лишь от статической нагрузки. Следовательно, применять оптимальное управление более выгодно в приводах с переходными режимами работы, отличающимися сравнительно большими динамическими моментами. Током и скоростью вращения якоря можно управлять надлежащим регулированием подводимого к нему напряжения. Очевидно, что на практике, в особенности при использовании простых средств управления, можно достигнуть лишь некоторого приближения к оптимальному закону изменения тока и скорости вращения. Например, вблизи пограничных зон скачкообразное изменение тока невозможно вследствие влияния индуктивности цепи якоря. На рис. 6.24 пунктиром показано изменение тока якоря с учетом его индуктивности при реальном оптимальном управлении. Практически целесообразное управление является лишь некоторым приближением к оптимальному. Эффективность работы электропривода снижается в этом случае незначительно, если отклонения от оптимального закона управления невелики.

Во многих приводах статический момент сопротивления зависит от скорости вращения или от времени. Рассмотрим случай, когда нагрузка зависит только от времени. На основе (6.33) уравнение Эйлера выражается так:

$$2\lambda \frac{dv}{d\tau^3} + 2\lambda_0 \frac{d\mu_c}{d\tau} + 1 = 0. \quad (6.55)$$

Почленное интегрирование его после умножения на $d\tau$ дает:

$$\frac{dv}{d\tau} + \mu_c = A_1 - \frac{\tau}{2\lambda_0}. \quad (6.56)$$

Так как левая часть этого уравнения равна i , то

$$i = A_1 - \frac{\tau}{2\lambda_0}. \quad (6.57)$$

Оптимальное изменение тока подчинено линейному закону. Повторное интегрирование приводит к выражению

$$v = v_0 + A_1 \tau - \frac{\tau^2}{2\lambda_0} - \int_0^\tau \mu_c d\tau, \quad (6.58)$$

где v_0 — начальная скорость вращения при $\tau=0$.

Скорость вращения является функцией времени и статического момента сопротивления. Последнее выражение позволяет простым путем найти оптимальную закономерность для тока в установившемся режиме с неравномерной нагрузкой на валу. Средний момент сопротивления в течение любого длительного интервала времени T будет величиной неизменной:

$$\mu_{c.c} = \frac{1}{T} \int_\tau^{\tau+T} \mu_c d\tau.$$

В равной мере это относится и к средней скорости вращения:

$$v_c = \frac{1}{T} \int_\tau^{\tau+T} v d\tau.$$

Постоянство этих величин может иметь место, когда в выражении (6.58) $A_1 = \mu_{c.c}$ и $\lambda_0 = \infty$. Ток и скорость вращения в этом случае

$$i = A_1 = \mu_{c.c} \text{ и } v = v_0 - \int_0^\tau (\mu_c - \mu_{c.c}) d\tau.$$

Оптимальному режиму длительной переменной во времени нагрузки отвечает постоянное значение тока якоря. Потери мощности

$$\frac{Q}{T} = \mu_{c.c}^2.$$

При отсутствии же оптимального управления, когда напряжение якоря постоянно, потери мощности в нем

$$\frac{Q}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T \mu_c^2 d\tau.$$

Отношение этих потерь

$$k = \frac{\int_0^T \mu_c^2 d\tau}{\mu_{c.c}^2 T}$$

может иметь величину порядка двух в приводе с сильно неравномерной нагрузкой.

Оптимальное управление такими приводами может значительно сократить потери энергии.

§ 6. 12. Оптимальное управление асинхронным двигателем в установившемся режиме

Для асинхронных двигателей, наиболее широко применяемых на практике, вопросы оптимизации управления представляют собой особый интерес. Ограничимся изучением двух основных методов управления асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором: изменением частоты и величины напряжения статора, а также — только величины этого напряжения.

Конкретизируем общие уравнения (6.36) и (6.37) применительно к асинхронному двигателю. Как известно, электромагнитный вращающий момент выражается через потери в цепи ротора и скольжение:

$$M = \frac{m_1 I_2^2 r_2}{\omega_1 s} = \frac{m_1 I_2^2 r_2}{\omega_2},$$

здесь $\omega_2 = s\omega_1$ — частота тока ротора;

s — скольжение;

m_1 — число фаз статора;

$$I_2^2 = \frac{s^2 E_2^2}{r_2^2 + s^2 x_2^2} \text{ — ток ротора;}$$

E_2 — э. д. с. неподвижного ротора;

$x_2 = \omega_1 L_2$ — индуктивное сопротивление рассеяния неподвижного ротора.

Поскольку

$$E_2 = k_2 \omega_1 \Phi,$$

то

$$M = K \frac{\omega_2 r_2 \Phi^2}{\omega_2^2 L_2^2 + r_2^2}.$$

В относительных единицах

$$\mu = \frac{2\omega_2 \Phi^2}{\omega_2^2 + 1}. \quad (6.59)$$

Уравнение движения привода (6.35) будет:

$$\frac{2\omega_2 \Phi^2}{\omega_2^2 + 1} - \mu_c = \frac{d\psi}{d\tau}. \quad (6.60)$$

Потери энергии в роторе за время T (6.37)

$$Q = \int_0^T \frac{2\omega_2^2 \Phi^2}{\omega_2^2 + 1} d\tau. \quad (6.61)$$

Как известно, при частотном управлении изменяются частота и величина напряжения, подводимого к статору. Соотношения между величинами частоты и напряжения оказывают существенное влияние на характеристики двигателя. От оптимального

управления можно потребовать: 1) постоянной кратности максимального момента для всех частот; 2) максимального к. п. д. с кратностью максимального момента не меньше заданной, также при различных частотах. Установим взаимозависимость между величинами частоты и напряжения, обеспечивающую максимальный к. п. д. двигателя. Магнитные и электрические потери мощности

$$\Delta P_{\text{м.э}} = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{э}}. \quad (6.62)$$

Магнитные потери (в основном в статоре) пропорциональны квадрату потока и частоте в степени $1 < \beta < 2$, так как потери от гистерезиса пропорциональны частоте, а потери от вихревых токов — квадрату частоты статора

$$\Delta P_{\text{м}} = b_1 f_1 \Phi^2 + b_2 f_1^3 \Phi^2. \quad (6.63)$$

Потери в обмотках

$$\Delta P_{\text{э}} = m_1 i_1^2 r_1 + m_2 i_2^2 r_2. \quad (6.64)$$

Потери в обмотке статора

$$\Delta P_{\text{э1}} \approx m_1 (i_2^2 + i_0^2) r_1 = m_1 i_2^2 r_1 + a_1 \Phi^2.$$

Обозначим

$$i_2^2 (m_1 r_1 + m_2 r_2) = a_2 i_2^2.$$

Считается, что ток ротора по фазе совпадает с э. д. с., а ток холостого хода — с магнитным потоком.

Итак имеем:

$$\Delta P_{\text{м.э}} = b_1 f_1 \Phi^2 + b_2 f_1^3 \Phi^2 + a_1 \Phi^2 + a_2 i_2^2. \quad (6.65)$$

Имея в виду, что электромагнитный момент пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую н. с. ротора $\mu = \Phi i_2$ и то, что в установившемся режиме $\mu = \mu_c$, а момент сопротивления связан с частотой (без учета скольжения) соотношением $\mu_c = f_1^k$, в котором показатель степени k зависит от типа рабочей машины, получим:

$$\Phi i_2 = f_1^k, \quad i_2 = \frac{f_1^k}{\Phi}, \quad (6.66)$$

$$a_2 i_2^2 = a_2 \frac{f_1^{2k}}{\Phi^2}.$$

Заменяя $a_2 i_2^2$ величиной $a_2 \frac{f_1^{2k}}{\Phi^2}$, взяв производную потерь по потоку и приравняв ее нулю, получим:

$$\Phi^4 (b_1 f_1 + b_2 f_1^3 + a_1) - a_2 f_1^{2k} = 0.$$

Поток и частота связаны соотношением

$$\Phi = f_1^{\frac{k}{2}} \left(\frac{a_2}{a_1 + b_1 f_1 + b_2 f_1^2} \right). \quad (6.67)$$

По значениям потока и частоты в номинальном режиме при $\Phi=1$, $f_1=1$ получаем, что

$$a_2 = a_1 + b_1 + b_2.$$

Заменяя поток отношением напряжения к частоте $\Phi = \frac{u}{f_1}$, получаем взаимосвязь между напряжением и частотой при оптимальном управлении

$$u = f_1^{\frac{k}{2}+1} \left(\frac{a_2}{a_1 + b_1 f_1 + b_2 f_1^2} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (6.68)$$

В частных случаях: $k=0$ при постоянном моменте сопротивления; $k=1$, когда момент пропорционален скорости; $k=2$ в случае вентиляторного момента сопротивления. Введем обозначения:

$$a(f) = \left(\frac{a_2}{a_1 + b_1 f_1 + b_2 f_1^2} \right)^{\frac{1}{4}} \approx f_1^{-\beta}, \quad (6.69)$$

$$u = f_1^{\frac{k}{2}+1} a(f) \approx f_1^{\frac{k}{2}+1-\beta}. \quad (6.70)$$

Обычно $\beta = 0 - 0,6$.

В этом случае максимальный вращающий момент без учета активных сопротивлений

$$M_m \approx \frac{u^2}{f_1^2} = f_1^k a^2(f). \quad (6.71)$$

Кратность максимального момента в режиме оптимального управления не остается постоянной, возрастая с уменьшением частоты.

Рассмотренное оптимальное в смысле максимума к. п. д. управление переходит в другую известную закономерность при $a(f)=1$, характеризующуюся постоянством перегрузочной способности

$$u = f_1^{\frac{k}{2}+1}. \quad (6.72)$$

Следует отметить, что по показателям оба эти оптимума близки друг к другу: к. п. д. в обоих случаях отличаются незначительно. Расчеты показывают, что небольшие отклонения от оптимального управления мало сказываются на показателях

системы. На практике при решении подобного рода задач основное внимание уделяется простоте и экономичности системы управления, обеспечивающим лишь приближенное выполнение оптимальной закономерности.

§ 6. 13. Оптимальное частотно-амплитудное управление в переходных режимах

Выясним теперь соотношения, удовлетворяющие оптимальному частотно-амплитудному управлению переходными механическими процессами. В качестве исходной основы имеем: уравнение движения (6.60), заданное значение потерь энергии (6.61), не приводящее (при определенной теплоотдаче) к перегреву обмотки статора или ротора сверх допустимой температуры, а также ограничение на величину магнитного потока, налагаемое магнитным насыщением, и величину скорости вращения по условию механической прочности. Указанные уравнения не содержат в явном виде амплитуду и частоту напряжения статора, подлежащих регулированию. Они имеют в качестве переменных: магнитный поток, частоту тока ротора и его скорость вращения. По этим переменным находятся величина напряжения и его частота:

$$u \approx k\omega_1 \Phi + i_1 r_1 \cos \varphi_1 + i_1 x_1 \sin \varphi_1,$$

$$\omega_2 = s\omega_1.$$

Таким образом, необходимо найти зависимости потока, частоты тока ротора и скорости его вращения от времени, обеспечивающие максимум величины перемещения механизма при заданном уровне потерь энергии и соблюдении упомянутых ограничений. Промежуточная функция

$$F = \frac{2\omega_2^2 \Phi^2}{\omega_2^2 + 1} - \lambda_0 v + \lambda \left(v' + \mu - \frac{2\omega_2^2 \Phi^2}{\omega_2^2 + 1} \right). \quad (6.73)$$

Соответственно трем переменным Φ , ω_2 и v общие уравнения Эйлера записываются в форме

$$\frac{\partial F}{\partial \Phi} = 0; \quad \frac{\partial F}{\partial \omega_2} = 0; \quad \frac{\partial F}{\partial v} - \frac{d}{d\tau} \frac{\partial F}{\partial v'} = 0. \quad (6.74)$$

Магнитный поток в процессе управления должен быть постоянным, равным номинальному $\Phi=1$, в связи с этим первое уравнение Эйлера отпадает. Частота тока ротора и его скорость вращения подчиняются второму и третьему уравнениям Эйлера. Второе уравнение Эйлера после дифференцирования по ω_2

$$2\omega_2 - \lambda(1 - \omega_2^2) = 0, \quad (6.75)$$

откуда

$$\lambda = \frac{2\omega_2}{1 - \omega_2^2}. \quad (6.76)$$

Третье уравнение приобретает вид

$$\frac{d\lambda}{d\tau} = \lambda \frac{d\mu_c}{d\tau} - \lambda_0. \quad (6.77)$$

Его решение для постоянного момента сопротивления, не зависящего от скорости,

$$\lambda = A - \lambda_0 \tau. \quad (6.78)$$

Приравнявая (6.76) и (6.78), получаем:

$$\omega_2 = \frac{1}{\lambda_0 \tau - A} [1 \pm \sqrt{1 - (\lambda_0 \tau - A)^2}]. \quad (6.79)$$

Это равенство выражает оптимальную зависимость частоты ротора от времени для случая постоянного момента сопротивления. Если момент сопротивления линейно зависит от скорости, решением уравнения (6.77) будет:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{k} - A_1 e^{k\tau}. \quad (6.80)$$

Решая (6.80) совместно с (6.76), получим оптимальную функцию частоты ротора от времени

$$\frac{2\omega_2}{1 - \omega_2^2} = \frac{\lambda_0}{k} - A_1 e^{k\tau}. \quad (6.81)$$

Итак, условием оптимального управления асинхронным двигателем является поддержание магнитного потока постоянным и изменение частоты тока ротора согласно уравнению (6.79) и (6.81). Это условие может быть выполнено надлежащим регулированием амплитуды напряжения статора в процессе изменения его частоты. В случае постоянной частоты статора и переменной нагрузки величину его напряжения следует изменять, чтобы основной магнитный поток сохранить неизменным в условиях изменяющегося падения напряжения в статоре. В случае неизменного напряжения поток снижается с увеличением нагрузки и перегрузочная способность двигателя будет меньше, чем при $\Phi = \text{const}$. Примерная зависимость вращающего момента от скольжения для двух случаев — постоянного значения потока (6.59) и неизменного напряжения — изображены на рис. 6.25. Здесь же показано изменение напряжения, обеспечивающее постоянство магнитного потока. Кратность максимального момента в режиме постоянного потока больше, чем при постоянном напряжении в 1,5 ÷ 2,5 раза, достигая величины порядка 3 ÷ 7,5 для двигателей с различными номинальными данными. По этой

причине частота в роторе при номинальном моменте имеет величину порядка $0,2 \div 0,3$ (критическая частота равна единице). Для сравнительно небольших значений частоты ротора соотношение (6.79), в котором пренебрегают величиной $\omega_2^2 \approx 0$, принимает вид

$$\frac{2\omega_2}{1 - \omega_2^2} \approx 2\omega_2 = A - \lambda_0 \tau. \quad (6.82)$$

Вращающий момент

$$\mu \approx \frac{2\omega_2 \Phi^2}{1 + \omega_2^2} \approx 2\omega_2 = A - \lambda_0 \tau. \quad (6.83)$$

Следовательно в режиме оптимального управления частота тока ротора и вращающий момент изменяются во времени примерно по линейному закону.

Скорость вращения (6.35):

$$v = \int_0^T (\mu - \mu_c) d\tau = (A - \mu_c) \tau - 0,5\lambda_0 \tau^2. \quad (6.84)$$

Для граничных условий $v_1 = v_2 = 0$ имеем:

$$(A - \mu_c) T - 0,5\lambda_0 T^2 = 0,$$

откуда

$$A = \lambda_0 \frac{T}{2} + \mu_c = \mu_0 + \mu_c,$$

где $\mu_0 = 0,5\lambda_0 T$ — начальный момент.

Таким образом, получаем приближенные формулы, описывающие оптимальное частотно-амплитудное управление асинхронной машины в переходных режимах:

$$\omega_2 \approx \frac{\mu_0 + \mu_c}{2} - \frac{\mu_0}{T} \tau, \quad (6.85)$$

$$\mu \approx \mu_0 + \mu_c - \frac{2\mu_0}{T} \tau, \quad (6.86)$$

$$v \approx \mu_0 \tau - \frac{\mu_0}{T} \tau^2, \quad (6.87)$$

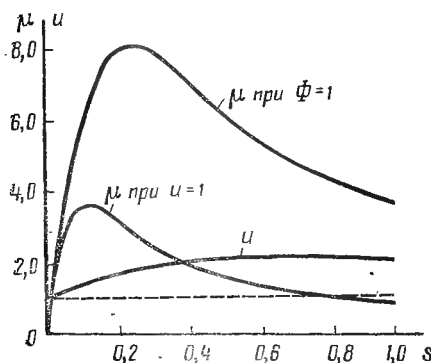


Рис. 6.25. Зависимости вращающего момента от скольжения при: постоянном напряжении ($U=1$), постоянном потоке ($\Phi=1$). Изменение напряжения, обеспечивающее постоянство магнитного потока

$$\alpha \approx \int_0^T \nu d\tau = \frac{\mu_0 T^2}{6}, \quad (6.88)$$

$$Q \approx \int_0^T 2\omega_2^2 d\tau = (\mu_0 - \mu_c)^2 \frac{T}{2}. \quad (6.89)$$

Скорость вращения и частота напряжения статора, которой она почти пропорциональна, изменяются во времени по параболической кривой. На рис. 6.26 приведены кривые частоты тока ротора, вращающего момента, скорости ротора и частоты напряжения статора в оптимальном режиме для случаев нулевых граничных скоростей

$$\begin{aligned} \nu_1 = \nu_2 = 0, \quad \omega_{\text{нач}} = \\ = 0,25 \text{ и } \mu_c = 0. \end{aligned}$$

Эти кривые рассчитаны по уточненным формулам. Они подтверждают отмеченную выше приближенную закономерность изменения переменных. Частотное управление, близкое к оптимальному, отличается высокими энергетическими и механическими показателями. Оно сильно увеличивает производительность механизма при допустимом нагреве или снижает потери энергии при заданной производительности.

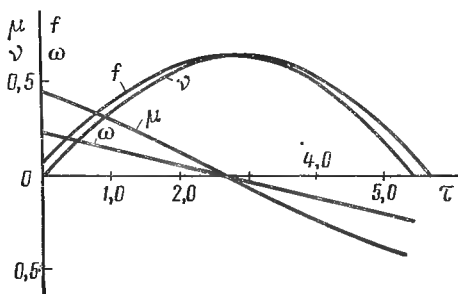


Рис. 6.26. Изменение частоты статора (f), частоты ротора (ω), момента (μ) и скорости вращения (ν) в функции времени при оптимальном частотном управлении

§ 6. 14. Оптимальное амплитудное управление асинхронным двигателем

Сравнительно простым способом управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором является изменение только амплитуды (или действующего значения) подводимого напряжения к статору, частота которого сохраняется постоянной. Напряжение можно изменять посредством дросселя насыщения, автотрансформатора, реостата или другого устройства. Для краткости отнесем их к амплитудному управлению, поскольку все они в конечном счете воздействуют, хотя и различными средствами, на одну и ту же величину — напряжение на зажимах статора. Оптимальная закономерность амплитудного управления в отношении магнитного потока подобна рассмотренной

раньше. Магнитный поток в процессе управления при всех значениях скольжения должен поддерживаться постоянным и наибольшим по величине, ограниченной магнитным насыщением. Очевидно, что с этой целью напряжение статора следует увеличивать по мере роста скольжения и наоборот, чтобы устранить влияние изменения падения напряжения в цепи статора. Кривые, изображенные на рис. 6.25, рассчитанные по известным формулам, дают качественное представление, как нужно регулировать напряжение статора в функции скольжения для поддержания постоянства магнитного потока. Количественные соотношения зависят от параметров двигателя. Из приведенных данных следует, например, что потери энергии и длительность разгона нагруженного двигателя снижаются при пуске в ход от повышенного напряжения. Вместе с тем будут более высокими пусковой вращающий момент и пусковой ток. Таким образом, если увеличение пускового тока допустимо, пуск от повышенного напряжения дает снижение потерь энергии и нагрева, экономию энергии и сокращение времени пуска нагруженного двигателя. Для снижения же пускового тока, требуемого по условиям исключения недопустимой посадки напряжения в сети ограниченной мощности, напряжение, подводимое к двигателю, приходится уменьшать. Сказанное еще более подтверждает известное положение о том, что прямой пуск от полного напряжения сети следует предпочитать везде, где только возможно. Своеобразие режимов работы асинхронного двигателя с глубоким изменением скольжения и частоты тока ротора в том, что явление вытеснения тока ротора сильно влияет на его активное сопротивление.

Для режима пуска двигателя в ход оптимальная закономерность амплитудного управления доказывается наиболее просто. Основываясь на формуле (6.59) и учитывая зависимость активного сопротивления ротора от его частоты, можно записать для вращающего момента и потерь энергии в роторе следующие выражения:

$$M = \frac{V(\omega_2)}{\omega_2} \Phi^2; \quad (6.90)$$

$$Q = \int_0^T V(\omega_2) \Phi^2 d\tau. \quad (6.91)$$

Так как скорость ротора $v = 1 - s = 1 - \omega_2 s_k$, то уравнение движения приводится к другой форме

$$\frac{V(\omega_2) \Phi^2}{\omega_2} - P_c = -s_k \frac{d\omega_2}{d\tau}. \quad (6.92)$$

Интеграл потерь энергии (6.91) после замены $d\tau$ его выражением, найденным из (6.92), для разгона ротора от скоростей

ν_1 до ν_2 , которому соответствует снижение частоты ротора от ω_{21} до ω_{22} , принимает вид

$$Q = -s_k \int_{\omega_{21}}^{\omega_{22}} \frac{V(\omega_2) \Phi'^2}{\frac{V(\omega_2) \Phi^2}{\omega^2} - \mu_c} \cdot d\omega_2. \quad (6.93)$$

В случае $\mu_c = 0$ потери не зависят от потока

$$Q = -s_k \int_{\omega_{21}}^{\omega_{22}} \omega_2 d\omega_2 = 0,5 s_k (\omega_{21}^2 - \omega_{22}^2).$$

Из этой формулы видно, что потери энергии в роторе при его разгоне вхолостую, равны увеличению его кинетической энергии и не зависят от метода управления. Минимум потерь энергии, когда двигатель разгоняется под нагрузкой $\mu_c > 0$, находится по уравнению Эйлера $\frac{dE}{d\Phi} = 0$ для промежуточной функции F , выражаемой подынтегральным соотношением (6.93). В этом случае при всех конечных значениях магнитного потока уравнение Эйлера не удовлетворяется. Производная $\frac{dF}{d\Phi}$ равна нулю лишь при $\Phi = \infty$, которому и соответствуют минимальные потери энергии в роторе. Однако магнитный поток машины ограничен насыщением. Поэтому реальным условием снижения потерь энергии до возможного минимума при пуске двигателя под нагрузкой является сохранение постоянного наибольшего по величине магнитного потока. Таким образом, закономерностью оптимального частотного и амплитудного управления является поддержание постоянства магнитного потока ($\Phi = 1$). Для амплитудного управления это условие единственное, а для частотного — к нему добавляется второе, относящееся к изменению частоты в роторе.

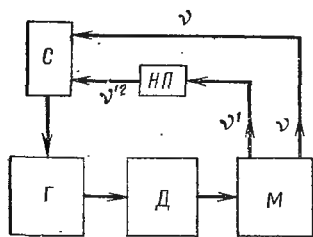
§. 6. 15 Системы оптимального управления электроприводами

Знание оптимальных закономерностей в электродвигателях расширяет наши возможности по усовершенствованию электроприводов и систем их управления. Целесообразность применения оптимального управления требует сравнительного анализа и сопоставления дополнительных затрат на средства управления и эксплуатационных выгод, включающих производительность, экономию электроэнергии и другие факторы. Практическое осуществление оптимальных закономерностей в электроприводе непосредственно связано с выбором рациональной

системы управления, включая ее структурную схему и средства управления. Совершенно ясно, что такая система должна быть автоматизированной, по возможности простой и надежной в работе. Для многих приводов может оказаться более выгодным иметь простейшую систему управления за счет не точного, а грубого приближенного выполнения известных оптимальных соотношений. Как и обычные, системы оптимального управления подразделяются на разомкнутые и замкнутые, с применением вычислительных машин или устройств и не имеющих этих устройств. К более простым системам относятся разомкнутые и отчасти замкнутые системы без вычислительных устройств, лишь приближенно удовлетворяющие оптимальным закономерностям. В качестве примера разомкнутой системы приближенного оптимального частотно-амплитудного управления может быть названа система генератор — двигатель на переменном токе. При переменной скорости вращения синхронного генератора с постоянным током возбуждения выдерживается отношение $\Phi \approx \frac{u}{f} \leq 1$, близкое к оптимальному.

Примером замкнутой системы управления, близкой к оптимальной, может служить асинхронный привод с амплитудным управлением и обратными связями, обеспечивающими постоянное скольжение в процессе изменения нагрузки. В этом случае магнитный поток двигателя во время работы изменяется незначительно.

Некоторые возможности построения сравнительно несложных рациональных систем управления возникают, когда алгебраическая сумма (или другая операция) переменных величин двигателя приводится к постоянной величине. Обратимся к рассмотренному ранее управлению двигателем постоянного тока с независимым возбуждением и постоянным потоком. Уравнение Эйлера для этого случая (6.29):



$$\frac{d^2 v}{d\tau^2} + \frac{1}{2\lambda_0} = 0.$$

Его первый интеграл

$$\left(\frac{dv}{d\tau}\right)^2 + \frac{v}{\lambda_0} = \frac{A}{\lambda_0}.$$

Постоянное значение суммы ускорения в квадрате и величины, пропорциональной скорости вращения ротора, позволяет составить структурную схему оптимального управления (рис. 6.27). Имеется два датчика, связанных с двигателем. Один

Рис. 6.27. Структурная схема системы управления приводом с постоянным потоком, соответствующая уравнению $v^{12} + bv = B$

из них вырабатывает напряжение, пропорциональное ускорению ротора, возводимое в квадрат посредством нелинейного устройства, а на выходе другого датчика получается напряжение, пропорциональное скорости ротора. Оба эти напряжения складываются и сравниваются с постоянной заданной величиной, равной правой части уравнения. Если происходит нарушение этого равенства, то в обмотку возбуждения генератора подается сигнал, линейно зависящий от разности указанных напряжений, изменяющий скорость и ускорение двигателя до тех пор, пока не восстановится требуемое равенство.

Возможности систем управления, подобных рассмотренным, ограничены конкретными разновидностями приводов, для которых уравнения Эйлера интегрируются в общем виде и имеют структуру, приемлемую для практического преобразования ее членов в соответствующие электрические величины.

Несравненно большими возможностями располагают системы управления с вычислительными машинами или устройствами. Они позволяют реализовать оптимальное управление разнообразными приводами, описываемыми сложными дифференциальными уравнениями, в том числе с переменными и нелинейными коэффициентами, поддающимися лишь численному интегрированию.

Обладая свойством универсальности, системы с вычислительными устройствами в состоянии обеспечить управление не только по постоянной, но и по заданной, изменяющейся во времени программе. Структурная схема замкнутой системы

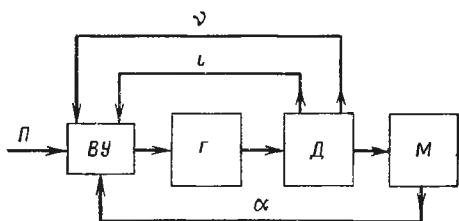


Рис. 6.28. Структурная схема системы управления приводом с вычислительным устройством

оптимального управления с вычислительным устройством приведена на рис. 6.28. Этому вычислительному устройству задаются уравнения Эйлера для привода (или закон оптимального управления), сведения о рекомендуемой программе перемещения производственного механизма и о ее фактическом исполнении. На основании этих данных оно обрабатывает командные сигналы, воздействующие на обмотку возбуждения генератора. Обратные связи в такой системе осуществляются по перемещению, скорости, току. Для ограничения температуры нагрева двигателя может быть предусмотрена обратная связь по температуре нагрева обмотки.

Вычислительные машины являются универсальным средством автоматического управления. Поскольку они представляют

в настоящее время сложные и дорогие устройства, их применение может быть целесообразным пока лишь для мощных или специальных приводов с соответствующими переходными режимами работы.

В заключение необходимо отметить, что всякого рода ограничения, накладываемые на систему электропривода во время ее работы (например, допустимые значения температуры обмоток, максимального момента и др.), являются препятствием для решения задачи оптимального управления классическими методами вариационного исчисления. Для решения задач с ограничением и определения оптимальных процессов управления в последние годы были разработаны более эффективные методы, а именно принцип максимума и теория динамического программирования.

§ 7. 1. Общие положения

Определения, применение, классификация. Электропривод с усилением мощности и обратной связью, устанавливающий исполнительный механизм в положения, задаваемые управляющим органом, называется следящим приводом. Осуществляя функции управления, следящий привод относится к системам регулирования с обратной связью, действующим от разности между действительным положением объекта и заданным положением управляющего органа. Такая система обеспечивает слежение с определенной точностью исполнительного механизма за положением задающего устройства, не связанного с ним механически.

Следящий привод относится к системам автоматического регулирования с усилением и обратной связью, особенность которого состоит в том, что заранее неизвестно, как будет изменяться задающий сигнал. Наличие обратной связи в системе, действующей от разности входной и выходной величин, стремящейся поддержать равенство между входной и выходной величинами, придает ей такие свойства, как высокая точность в работе, возможность учета непредвиденных обстоятельств и безразличие к некоторым внешним условиям.

Следящие системы и приводы находят применение во многих областях современной техники. В промышленности они используются для автоматического управления поточным производством, копировально-фрезерными станками, движением различных по форме материалов при прокатке металлов, в производстве кабелей, проводов, текстильных материалов, бумажных изделий, ленты для магнитной записи, киноплёнки и др. Они применяются в системах дистанционной передачи информации, автоматического регулирования температуры, давления, уровня жидкости в разных отраслях промышленности. На водном транспорте следящие приводы используются в системах автоматического управления движением судов, в рулевых устройствах, для контроля уровня воды в камерах шлюзов и других объектах.

Следящие приводы классифицируются: по принципу действия — приводы непрерывного и дискретного управления; по числу замкнутых контуров управления — одноконтурные и многоконтурные; в зависимости от закономерности изменения управляющей величины — приводы пропорционального управления (управляющая величина пропорциональна углу рассогласования), с управлением по углу рассогласования и его производной, с комбинированным управлением по углу рассогласования, производной и интегралу; по типу усилительных устройств — с полупроводниковым, электронным, ионным, магнитным и электромашинным усилителями; по типу исполнительного двигателя — асинхронные, синхронные и постоянного тока.

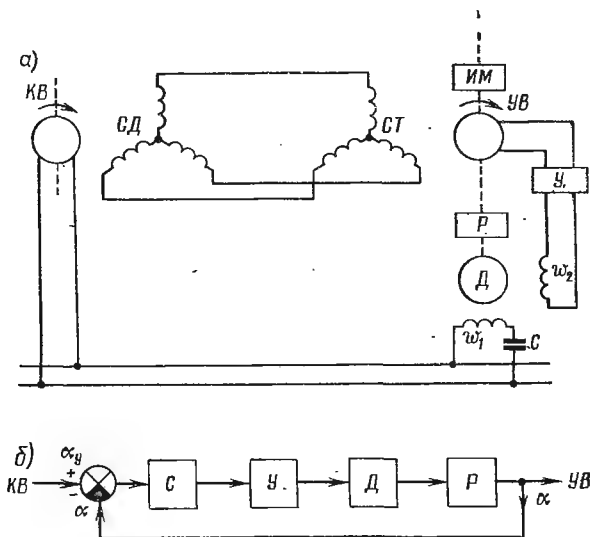


Рис. 7.1. Следящий электропривод:
а) принципиальная б) структурная схема

Принцип работы, структурная схема и основные звенья. Рассмотрим принцип работы типового следящего привода с непрерывным управлением, схема которого изображена на рис. 7.1, а. Допустим необходимо, чтобы управляемый вал УВ воспроизводил с достаточной точностью положения командного вала КВ. Командный вал механически соединен с валом сельсина-датчика СД, а управляемый вал — с валом сельсина-трансформатора СТ. Обмотки статора обоих сельсинов являются измерителем рассогласования. На зажимах обмотки управления СТ создается напряжение, пропорциональное синусу разности углов поворота роторов сельсинов или просто углов (малых по величине),

называемых *углом рассогласования*. Это напряжение подводится к входу полупроводникового или электронного усилителя $У$, мощность сигнала усиливается и затем подается на обмотку управления двухфазного исполнительного двигателя $Д$. Двигатель через передачу $Р$ поворачивает управляемый вал (при определенном соединении элементов) в направлении снижения угла рассогласования и входного напряжения усилителя. Двигатель, развивая вращающий момент, почти пропорциональный значению управляющего напряжения, будет вращаться до тех пор, пока напряжение на входе усилителя не уменьшится практически до нуля. При этом угол рассогласования снизится до весьма малой величины. Командный и управляемый валы займут с определенной точностью согласованное положение. Структурная схема или блок-схема следящего привода показана на рис. 7.1, б. Рассматриваемая система является замкнутой по цепочке: сельсины $С$ — усилитель $У$ — двигатель $Д$ — передача (редуктор) $Р$ и обратно, ротор сельсина-трансформатора и связанный с ним управляемый вал. В результате этой связи на входе усилителя возникает напряжение, служащее мерой рассогласования командного и управляемого валов.

Основными звеньями следящего привода являются:

1. Измеритель рассогласования или разности между командной и управляемой величинами (обычно эти величины преобразуются в электрическое напряжение). В качестве измерителей рассогласования используются: сельсины, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы, потенциометры и некоторые другие измерительные устройства.

2. Усилитель мощности, предназначенный для усиления сигнала рассогласования до необходимого уровня, определяемого мощностью исполнительного двигателя. К усилителям мощности относятся: полупроводниковые, электронные, ионные, магнитные и электромашинные усилители.

3. Преобразователь электрического сигнала рассогласования из одной формы в другую, более удобную. Встречаются два вида преобразователей: фазочувствительный выпрямитель или демодулятор, преобразующий переменное входное напряжение в напряжение постоянного тока, величина которого зависит от амплитуды, а полярность — от фазы входного напряжения, и модулятор, преобразующий входной сигнал постоянного тока в выходной сигнал переменного тока соответствующей амплитуды и фазы.

4. Исполнительный двигатель, осуществляющий перемещение управляемого вала и исполнительного механизма в положения, согласованные с командным валом. В качестве исполнительных двигателей маломощных следящих приводов применяются двухфазные асинхронные микродвигатели с полым ротором, асинхронные двигатели нормальной конструкции

с повышением активного сопротивлением цепи ротора однофазного и трехфазного питания, а также двигатели постоянного тока.

В разомкнутых системах дискретного действия все большее применение получают шаговые исполнительные двигатели.

5. **Корректирующие или стабилизирующие элементы**, используемые для снижения погрешности, повышения запаса устойчивости и создания необходимого качества переходного процесса в следящей системе. Существуют следующие типы корректирующих элементов: пассивные четырехполюсники постоянного тока, активные четырехполюсники с усилителями постоянного тока, четырехполюсники переменного тока, работающие на несущей частоте, тахогенераторы переменного и постоянного тока и другие устройства.

Общие сведения о методах анализа следящих систем. Теоретическое исследование следящих приводов базируется на общей теории систем автоматического регулирования с обратной связью. Для анализа любая сложная следящая система представляется в виде более простой структурной схемы (блок-схемы), свободной от деталей блоков или звеньев, составляющих ее. На такой схеме звенья выражают функции, выполняемые элементами системы, а стрелки указывают направления воздействия их друг на друга. Пример структурной схемы простой следящей системы изображен на рис. 7.1, б. Структурная схема определяется путем предварительного выявления функции, выполняемой каждым элементом и взаимодействием их между собой. Наряду с анализом важное значение в проектировании следящих приводов имеет синтез. На практике часто требуется решение такой задачи: по заданным отдельным элементам системы (например, заданы измеритель, усилитель, двигатель) спроектировать остальные элементы (например, корректирующие устройства), обеспечивающие надлежащее качество всей системы. Так как все элементы взаимно связаны между собой, образуя единую следящую систему, то, очевидно, при исследовании непременно следует учитывать действие всей системы как единого взаимосвязанного комплекса.

Следящий электропривод представляет собой электромеханическую систему. Электрические и механические процессы в ней выражаются дифференциальными уравнениями. Правильное составление уравнений отдельных звеньев и систем в целом на основе законов электротехники и механики имеет первостепенное значение. При этом по необходимости приходится упрощать (идеализировать) задачу, учитывать лишь главные факторы и пренебрегать несущественными. Наиболее распространено допущение о линейности изучаемой системы. В этом случае она описывается линейными дифференциальными уравнениями, чаще всего с постоянными коэффициентами.

Режимы работы следящих приводов подразделяются на установившиеся (статические) и переходные (динамические). Поскольку следящая система преимущественно работает в переходных режимах, их анализ имеет основное значение. Обычный метод исследования динамики различных систем, как известно, основывается на классическом решении дифференциальных уравнений. Наряду с этим для нахождения решения линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами успешно применяется метод, основанный на преобразовании Лапласа, и операторный метод. В настоящее время при изучении переходных процессов в следящих системах эффективно используются передаточные функции и частотные характеристики. Аналитическое и экспериментальное исследование следящих приводов включает в себя ряд задач, среди которых главное значение имеют: устойчивость, качество протекания процессов, синтез и проектирование систем, их настройка и испытание.

§ 7. 2. Передаточные функции

Передаточные функции являются основой современной методики исследования следящих приводов. Использование этих функций позволяет более удобно, эффективно и экономно решать задачи, относящиеся к свойствам изучаемых систем.

Передаточная функция выражается в форме преобразований Лапласа или в операторной форме.

Дифференциальное уравнение с помощью преобразований Лапласа решают в следующей последовательности: а) составляют дифференциальное уравнение; б) преобразуют дифференциальное уравнение по Лапласу с начальными условиями; в) находят изображения искомой функции; г) находят функции времени по ее изображению, обратное преобразование. Однако на практике прямое и обратное интегрирование не производят ввиду того, что в справочных таблицах книг приводятся заранее найденные изображения и оригиналы известных функций.

Ценное свойство преобразования Лапласа состоит в том, что оно позволяет в удобной алгебраической форме решать задачи по переходным процессам. При этом, как правило, не требуется прибегать к обратному преобразованию, т. е. находить функцию времени, поскольку ее свойства полностью определяются изображением. Передаточная функция выражается отношением изображения выходной функции $X_2(p)$ к изображению входной функции $X_1(p)$ при нулевых начальных условиях

$$\Pi(p) = \frac{X_2(p)}{X_1(p)}. \quad (7.1)$$

Из этого выражения

$$X_2(p) = \Pi(p) X_1(p),$$

т. е. передаточная функция, воздействуя на входную, преобразует ее в выходную величину.

Дифференциальному уравнению n -го порядка

$$a_n x_2^n + a_{n-1} x_2^{n-1} + \dots + a_1 x_2' + a_0 = b_m x_1^m + b_{m-1} x_1^{m-1} + \dots + b_1 x_1' + b_0 \quad (7.2)$$

при нулевых начальных условиях соответствует изображение

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0) X_2(p) = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0) X_1(p). \quad (7.3)$$

Передаточная функция является рациональной функцией комплексного переменного p и выражается в виде отношения многочленов

$$\Pi(p) = \frac{X_2(p)}{X_1(p)} = \frac{B(p)}{A(p)}. \quad (7.4)$$

Здесь

$$B(p) = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0;$$

$$A(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0.$$

Для реальных систем, как правило, $m < n$, т. е. выражение (7.4) — правильная дробь. Значение передаточной функции при $p=0$

$$\Pi(0) = k = \frac{B(0)}{A(0)} = \frac{b_0}{a_0}$$

дает коэффициент усиления.

Разлагая числитель и знаменатель (7.4) на множители, получим передаточную функцию

$$\Pi(p) = \frac{b_m}{a_n} \frac{(p - q_1)(p - q_2) \dots (p - q_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}. \quad (7.5)$$

Здесь $q_1, q_2, \dots, q_m$ — нули многочлена $B(p)$ или корни уравнения $B(p) = 0$;

$p_1, p_2, \dots, p_n$ — нули многочлена $A(p)$ или корни уравнения $A(p) = 0$. Последние являются также полюсами передаточной функции, при которых функция равна бесконечности.

Если изображение входной функции выразить в виде правильной дроби $X_1(p) = \frac{M(p)}{N(p)}$, то изображение выходной функции может быть представлено в форме простых дробей:

$$X_2(p) = \sum_{a=1}^n \frac{k_a}{p - p_a} + \sum_{\gamma=1}^e \frac{k_\gamma}{p - p_\gamma}. \quad (7.6)$$

В этом выражении, относящемся к случаю простых корней, p_a — корни уравнения $A(p) = 0$ или полюсы передаточной

функции, а p_γ — корни уравнения $N(p) = 0$ или полюса входной функции. При этом

$$k_a = \frac{B(p_a)}{A'(p_a)} \cdot \frac{M(p_a)}{N(p_a)}; \quad k_\gamma = \frac{B(p_\gamma)}{A(p_\gamma)} \cdot \frac{M(p_\gamma)}{N'(p_\gamma)};$$

$$A'(p_a) = \left(\frac{dA}{dp} \right)_{p=p_a}; \quad N'(p_\gamma) = \left(\frac{dN}{dp} \right)_{p=p_\gamma}.$$

Изображению выходной функции (7.6) соответствует ее оригинал:

$$x_2(t) = \sum_{a=1}^n k_a e^{p_a t} + \sum_{\gamma=1}^e k_\gamma e^{p_\gamma t}. \quad (7.7)$$

Выходная функция времени содержит две составляющие: первую, переходную, зависящую от полюсов передаточной функции (общее решение однородного дифференциального уравнения), и вторую, вынужденную или установившуюся составляющую, зависящую от полюсов изображения входной функции (частное решение неоднородного уравнения). Второй формой передаточной функции является операторная, которая выражается через дифференциальный оператор $p = \frac{d}{dt}$. Операторная передаточная функция, воздействуя на входную величину, преобразует ее в выходную величину

$$x_2 = \Pi(p) x_1.$$

Эта передаточная функция получается из дифференциального уравнения в операторной форме после замены производных через p^n , где n — порядок производной, и интегралов — через $\frac{1}{p}$. По внешнему виду операторная передаточная функция не отличается от Лапласовой. Передаточная функция определяется из дифференциального уравнения, связывающего входную и выходную величины.

На рис. 7.2 показана типовая упрощенная структурная схема следящей системы в форме передаточных функций, записанных

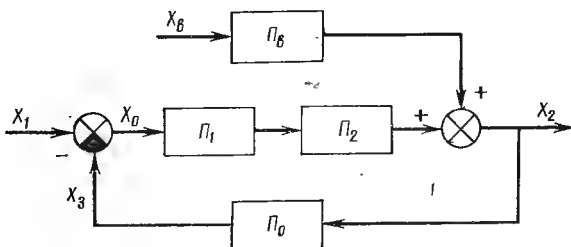


Рис. 7.2. Типовая структурная схема следящей системы

в общем виде. В этой схеме Π_1 — передаточная функция усилителя и непосредственно связанных с ним элементов, Π_2 — исполнительного двигателя, Π_0 — передаточная функция элемента обратной связи, $\Pi_{\text{в}}$ — передаточная функция сигнала возмущения $X_{\text{в}}$, отличного от задающей входной величины X_1 . Структурная схема значительно облегчает исследование следящей системы.

Передаточная функция цепи, состоящей из последовательно соединенных элементов, равна произведению передаточных функций этих элементов. Передаточная функция цепи с параллельным соединением звеньев равна сумме функций отдельных элементов. Для системы, изображенной на рис. 7.2, $\Pi = \Pi_1 \cdot \Pi_2$. Рассогласование в системе

$$X_0 = X_1 - X_3.$$

Здесь

$$X_3 = (X_0 \Pi + X_{\text{в}} \Pi_{\text{в}}) \Pi_0;$$

$$X_1 - (X_0 \Pi + X_{\text{в}} \Pi_{\text{в}}) \Pi_0 = X_0,$$

тогда

$$X_0 = \frac{1}{1 + \Pi \Pi_0} X_1 - \frac{\Pi_0}{1 + \Pi \Pi_0} X_{\text{в}} \Pi_{\text{в}}. \quad (7.8)$$

Выходная величина

$$X_2 = \frac{\Pi}{1 + \Pi \Pi_0} X_1 + \frac{1}{1 + \Pi \Pi_0} X_{\text{в}} \Pi_{\text{в}}. \quad (7.9)$$

Для случая, когда возмущение в системе не учитывается, имеем:

$$X_0 = \frac{1}{1 + \Pi \Pi_0} X_1, \quad (7.10)$$

$$X_2 = \frac{\Pi}{1 + \Pi \Pi_0} X_1. \quad (7.11)$$

Эти уравнения, выражающие сигнал рассогласования и выходную величину через передаточные функции отдельных звеньев системы, позволяют рассчитать ее переходной процесс путем обратного преобразования Лапласа, осуществляемого на практике по справочным таблицам. Для случая обратной связи при $\Pi_0 = 1$, получим:

$$X_0 = \frac{X_1}{1 + \Pi}, \quad (7.12)$$

$$X_2 = \frac{\Pi}{1 + \Pi} X_1. \quad (7.13)$$

Связь между передаточными функциями замкнутой системы Π_{12} с передаточной функцией разомкнутой системы Π выражается формулой

$$\Pi_{12} = \frac{X_2}{X_1} = \frac{\Pi}{1 + \Pi}. \quad (7.14)$$

§ 7. 3. Переходные функции

При исследовании переходных процессов в системе необходимо задаваться закономерностью изменения во времени входной величины. Поскольку в действительности изменение входной величины носит случайный характер, приходится выбирать типовые входные функции. В качестве таковых принимаются: а) ступенчатая функция времени, изменяющаяся в начальный момент (при $t=0$) скачком от нуля до постоянного значения B ; б) синусоидальная функция времени, выражаемая в вещественной форме $x_1 = X_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ или в комплексной форме $x_1 = X_1 e^{j(\omega t + \varphi_1)}$.

За наиболее характерную обычно принимается ступенчатая функция времени. Понятие переходной функции связывается со ступенчатой входной функцией времени. Закономерность изменения выходной величины при ступенчатом изменении входной выражается переходной функцией системы. Изображение ступенчатой функции входного сигнала равно B/p . В отличие от ступенчатого входного сигнала, с которым связывается анализ переходного процесса, синусоидальный во времени входной сигнал, приложенный к системе, позволяет просто изучить установившийся процесс на выходе в виде частного решения неоднородного уравнения.

Входная синусоидальная функция времени в линейной системе с постоянными параметрами вызывает установившиеся колебания выходной величины того же периода, но другой амплитуды и фазы. Из определения передаточной функции следует, что изображение переходной функции $H(p)$ равно передаточной функции, умноженной на изображение ступенчатой функции. Таким образом

$$H(p) = \Pi(p) \frac{1}{p}. \quad (7.15)$$

Переходная функция времени $h(t)$ является оригиналом ее изображения. Для случая простых полюсов передаточной функции (7.7)

$$h(t) = k_0 + \sum_{\alpha=1}^n k_{\alpha} e^{p_{\alpha} t}. \quad (7.16)$$

Первая установившаяся составляющая определяется частным решением неоднородного уравнения, а вторая свободная — общим решением однородного уравнения. Последняя имеет переходящий, затухающий характер (в устойчивых системах) и выражает так называемую динамическую ошибку. Переходная функция дает возможность определить длительность переходного процесса, т. е. время, в течение которого управляемая величина превосходит ее новое установившееся значение более чем на 5%, а также максимальное превышение управляемой величины над ее установившимся значением при колебательном переходном процессе. Указанное превышение называется перерегулированием.

§ 7. 4. Частотные характеристики

При исследовании замкнутых систем широко используется метод частотных характеристик. Как уже отмечалось, если в линейной системе входная величина изменяется во времени гармонически, то по такому же закону с той же частотой, но с различной амплитудой и фазой изменяется и выходная величина. В комплексной форме синусоидально изменяющиеся во времени входная и выходная величины соответственно запишутся:

$$\bar{x}_1(t) = X_1 e^{j(\omega t + \varphi_1)},$$

$$\bar{x}_2(t) = X_2 e^{j(\omega t + \varphi_2)}.$$

Здесь X_1 и X_2 — амплитуды гармонических переменных или модули соответствующих комплексных величин;
 $(\omega t + \varphi_1)$ и $(\omega t + \varphi_2)$ — фазы переменных или аргументы комплексных величин.

На рис. 7.3 показаны эти переменные в функции времени (а) и в виде векторов (б) на комплексной плоскости, вращающихся с угловой скоростью ω .

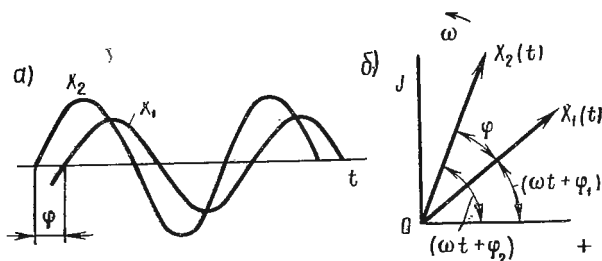


Рис. 7.3. Входная и выходная переменные:

а) в функции времени; б) в векторном изображении на комплексной плоскости

Важное для рассматриваемого метода отношение комплекс-са выходной величины к комплексу входной величины часто называется комплексным коэффициентом усиления, иногда — амплитудно-фазовой характеристикой. Обращаясь к передаточ-ной функции, видим, что она превращается в комплексный ко-эффициент усиления при подстановке $p=j\omega$. Таким образом, для комплексного коэффициента усиления

$$П(j\omega) = \frac{\dot{X}_2}{\dot{X}_1} = \frac{X_2}{X_1} e^{j\varphi}, \quad (7.17)$$

где $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ — фазовый сдвиг между входной и выходной величинами.

Можно записать иначе

$$П(j\omega) = П(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (7.18)$$

Модуль $П(\omega) = \frac{X_2}{X_1}$ и аргумент $\varphi(\omega)$ комплексного коэффи-циента усиления зависят от частоты колебаний ω .

Выражение (7.18) представляет собой комплексный коэффи-циент усиления в показательной форме. Очевидно, что рассмат-риваемый коэффициент можно записать в другой, алгебраиче-ской форме:

$$П(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega), \quad (7.19)$$

где $U(\omega)$ — действительная часть комплексного коэффициента усиления;

$jV(\omega)$ — мнимая часть этого коэффициента.

При этом соотношения между отдельными величинами, вхо-дящими в обе записи выражения $П(j\omega)$:

$$П(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)}, \quad (7.20)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)}. \quad (7.21)$$

Различают три основных разновидности частотных характе-ристик звена или системы:

1) амплитудная частотная характеристика — зависимость модуля комплексного коэффициента усиления или отношения амплитуд выходной и входной величин от частоты:

$$П(\omega) = |П(j\omega)| = \frac{X_2}{X_1};$$

2) фазовая частотная характеристика — зависимость аргу-мента комплексного коэффициента усиления (фазового сдвига между выходной и входной величинами) от частоты:

$$\varphi(\omega) = \varphi_2 - \varphi_1;$$

3) амплитудно-фазовая частотная характеристика отображается геометрическим местом конца вектора коэффициента усиления $\Pi(j\omega)$ на комплексной плоскости U, jV при изменении частоты от нуля до бесконечности. Кривая, описываемая этим вектором, часто называется годографом амплитудно-фазовой характеристики.

В теории следящих систем частотные характеристики обычно выражаются в логарифмическом масштабе и обычно называются логарифмическими. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика представляет собой функцию $L(\omega) = 20 \lg \Pi(\omega)$. По оси абсцисс откладывается десятичный логарифм частоты $\lg \omega$. Единицей измерения $\lg \omega$ служит одна декада. Изменению частоты на одну декаду соответствует 10-кратное изменение частоты. По оси ординат дается десятичный логарифм модуля комплексного коэффициента усиления. Единицей измерения $L(\omega)$ служит децибел.

Логарифмической фазовой частотной характеристикой является $\varphi(\omega)$, по оси абсцисс которой откладывается $\lg \omega$. Обычно логарифмическая амплитудная характеристика строится в виде ломаной линии, состоящей из прямолинейных участков. Для заданного интервала частоты логарифмическая амплитудная характеристика представляется асимптотической кривой или касательной к реальной характеристике при определенном значении логарифма частоты.

§ 7. 5. Характеристики простых звеньев

Следящая система состоит из ряда простых звеньев, которые обычно классифицируют по виду их дифференциальных уравнений и соответствующим им динамическим характеристикам. К простым типовым звеньям относятся усилительное, запаздывающее, инерционное, интегрирующее и колебательное звенья.

Усилительное звено. Это — статическое звено, характеризующее усилением сигнала без искажений и запаздывания и описываемое уравнением

$$x_2 = kx_1, \quad (7.22)$$

где k — коэффициент усиления.

Такого типа звеньями являются, например, электронный усилитель и механический редуктор. В этом случае

$$\Pi(j\omega) = \Pi(\omega) = U(\omega) = k.$$

Годограф функции $\Pi(j\omega)$ представляется точкой на вещественной оси с абсциссой $U(\omega) = k$.

Запаздывающее звено. В этом звене входная величина также преобразуется в выходную величину без искажения, но с постоянным запаздыванием. Звенья, обладающие таким свойством, применяются, например, в гидравлических системах управления (трубопроводы), в устройствах регулирования толщины проката и др. Уравнение запаздывающего звена

$$x_2(t) = x_1(t - \tau), \quad (7.23)$$

где τ — запаздывание во времени выходного сигнала относительно входного сигнала.

Применяя преобразование Лапласа, получаем передаточную функцию

$$P(p) = e^{-p\tau}.$$

Комплексный коэффициент усиления звена

$$P(j\omega) = e^{-j\omega\tau},$$

откуда следует, что

$$P(\omega) = 1 \text{ и } \varphi(\omega) = -\omega\tau.$$

Годографом характеристики $P(j\omega)$ является окружность радиуса, равного единице.

Инерционное звено. Многие звенья отображаются дифференциальным уравнением первого порядка с постоянными коэффициентами

$$Tx_2' + x_2 = kx_1. \quad (7.24)$$

Здесь k — коэффициент усиления;

T — постоянная времени звена.

В качестве примеров инерционного звена могут быть названы: электрическая цепь с r и C , двигатель постоянного тока с входной величиной — напряжением якоря и выходной — его скоростью вращения и др.

Передаточная функция звена

$$P(p) = \frac{k}{1 + Tp}. \quad (7.25)$$

Комплексный коэффициент усиления звена

$$P(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega T}. \quad (7.26)$$

Модуль и фаза этого коэффициента

$$P(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}, \quad (7.27)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \omega T. \quad (7.28)$$

Эти формулы выражают амплитудные и фазовые частотные характеристики звена.

Как отмечалось ранее,

$$\Pi(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega).$$

Здесь

$$U(\omega) = \frac{k}{1 + \omega^2 T^2}; \quad V(\omega) = -\frac{k\omega T}{1 + \omega^2 T^2},$$

откуда

$$U^2 + V^2 = kU \text{ или } (U - 0,5k)^2 + V^2 = (0,5k)^2.$$

Это уравнение годографа $\Pi(j\omega)$ инерционного звена выражает окружность радиуса $0,5k$ с координатами ее центра $U=0,5k$; $jV=0$.

Логарифмические характеристики звена:

$$L(\omega) = 20 \lg \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}},$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \omega T.$$

На рис. 7.4 изображены амплитудная (а), фазовая (б) и логарифмические (в) частотные характеристики инерционного звена, а также годограф (г).

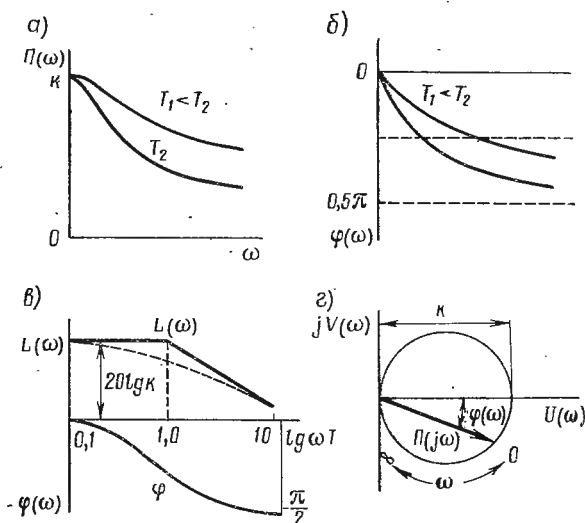


Рис. 7.4. Частотные характеристики инерционного звена

Интегрирующее звено. Оно характеризуется интегральной зависимостью

$$x_2 = k \int_0^t x_1 dt \quad (7.29)$$

или, при $x_1 = \text{const}$,

$$x_2' = kx_1; \quad Tx_2' = x_1, \quad (7.30)$$

где $T = \frac{1}{k}$ — постоянная времени, величина, обратная коэффициенту усиления.

Такая зависимость существует, например, между углом поворота и скоростью вращения двигателя. Передаточная функция и комплексный коэффициент усиления звена

$$\Pi(p) = \frac{k}{p}; \quad (7.31)$$

$$\Pi(j\omega) = \frac{k}{j\omega} = \frac{k}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}}. \quad (7.32)$$

Амплитудная и фазовая частотные характеристики

$$\Pi(\omega) = \frac{k}{\omega},$$

$$\varphi = -\frac{\pi}{2}.$$

Первая — гипербола, вторая — постоянная величина (рис. 7.5, а и б). Годограф — прямая, совпадающая с мнимой отрицательной осью (рис. 7.5, в). Логарифмические характеристики звена

$$\left. \begin{aligned} L(\omega) &= 20 \lg k - \\ &- 20 \lg \omega; \\ \varphi(\omega) &= -\frac{\pi}{2}. \end{aligned} \right\} (7.33)$$

Эти характеристики рассматриваемого звена приведены на рис. 7.5, г.

Колебательное звено. Многие звенья и даже простые следящие системы удовлетворительно отображаются линейным дифференциальным уравнением второго порядка

$$a_2 x_2'' + a_1 x_2' + a_0 x_2 = b_0 x_1. \quad (7.34)$$

Если корни этого уравнения комплексные числа, то переходный процесс имеет колебательный характер.

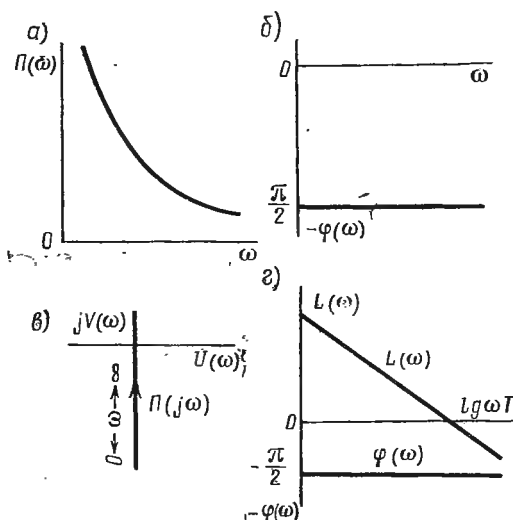


Рис. 7.5. Частотные характеристики интегрирующего звена:

а) амплитудная; б) фазовая; в) годограф; г) логарифмическая

Вводя обозначения:

$T = (a_2 : a_0)^{\frac{1}{2}}$ — постоянная времени;

$\sigma = a_1 : 2(a_0 a_2)^{\frac{1}{2}}$ — коэффициент затухания;

$k = b_0 : a_0$ — коэффициент усиления, получим уравнение в виде

$$T^2 x_2'' + 2\sigma T x_2' + x_2 = k x_1. \quad (7.35)$$

Передаточная функция звена

$$P(p) = \frac{k}{1 + 2\sigma T p + T^2 p^2}. \quad (7.36)$$

Полюсы этой функции

$$p_{1,2} = \frac{1}{T}(-\sigma \pm \sqrt{\sigma^2 - 1}).$$

Если $\sigma < 1$, то полюса — сопряженные комплексные величины.

Комплексный коэффициент усиления

$$P(j\omega) = \frac{k}{1 - T^2 \omega^2 + j2\sigma T \omega}. \quad (7.37)$$

Амплитудная частотная характеристика

$$P(\omega) = \frac{k}{\sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\sigma^2 \omega^2 T^2}}. \quad (7.38)$$

Фазовая частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{2\sigma \omega T}{1 - \omega^2 T^2}. \quad (7.39)$$

Логарифмические частотные амплитудная и фазовая характеристики выражаются следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} L(\omega) &= 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\sigma^2 \omega^2 T^2}; \\ \varphi(\omega) &= -\arctg \frac{2\sigma \omega T}{1 - \omega^2 T^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.40)$$

На рис. 7.6 приведены частотные характеристики колебательного звена: амплитудная (а), фазовая (б), логарифмические (в) и годограф (г) функции $P(j\omega)$.

Реальные следящие системы содержат звенья, соединенные между собой последовательно, параллельно и смешанно. Для их комплексного коэффициента усиления справедливы соотношения (7.8) — (7.11), записанные для передаточных функций. К следящим системам предъявляется ряд требований. Основными из

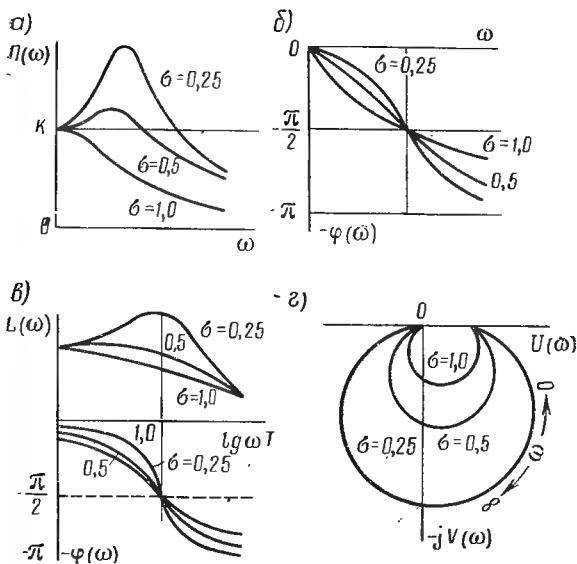


Рис. 7.6. Частотные характеристики колебательного звена:

а) амплитудная; б) фазовая; в) годограф; г) логарифмические

них являются: устойчивость в работе, допустимая погрешность в установившемся режиме и надлежащее качество переходных процессов.

§ 7. 6. Устойчивость следящих приводов

Устойчивая работа — неперемнное требование, предъявляемое к следящему приводу. Как известно, переходная функция времени имеет, кроме установившейся, преходящую или свободную составляющую. Выходная величина в рассматриваемой линейной системе должна повторять входной сигнал. Очевидно, это возможно при условии, когда свободная (преходящая) составляющая затухает во времени (стремится к нулю). В этом случае система устойчива. Незатухающий, возрастающий во времени характер изменения этой составляющей указывает на неустойчивость системы. О закономерности изменения свободной составляющей, а следовательно, и об устойчивости линейной системы можно судить по значениям корней ее характеристического

уравнения или полюсам передаточной функции. Передаточная функция замкнутой системы

$$P_{12}(p) = \frac{\Pi(p)}{1 + \Pi(p)}, \quad (7.41)$$

где $\Pi(p)$ — передаточная функция разомкнутой системы.

Система устойчива, если все вещественные корни и вещественные части комплексных корней отрицательны. Это тождественно тому, что в комплексной плоскости все корни характеристического уравнения располагаются слева от мнимой оси. Расположение хотя бы одного корня упомянутого уравнения правее мнимой оси указывает на неустойчивость системы.

Современная теория располагает методами определения устойчивости, не требующими решения характеристического уравнения, и позволяющими установить факторы, вызывающие неустойчивость системы. Наиболее часто используются алгебраический критерий Гурвица — Рауса, основанный на анализе коэффициентов дифференциального уравнения, и амплитудно-фазовый критерий Михайлова — Найквиста, определяющий устойчивость замкнутой системы на амплитудно-фазовой частотной характеристике разомкнутой системы.

Алгебраический критерий устойчивости. Условие устойчивости системы вытекает из ее характеристического уравнения

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (7.42)$$

Из коэффициентов этого уравнения составляется:

$$\left| \begin{array}{cccc} \overline{a_{n-1}} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots 0 \\ a_n & \overline{a_{n-2}} & a_{n-4} & \dots 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots a_0 \end{array} \right| \quad (7.43)$$

Если при $a_n > 0$ все диагональные определители (7.43) положительны, то все корни характеристического уравнения (7.42) имеют отрицательные вещественные части и система устойчива. Это означает, что для осуществления устойчивости необходимо, чтобы

$$a_n > 0, a_{n-1} > 0, \left| \begin{array}{cc} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{array} \right| > 0,$$

$$\left| \begin{array}{ccc} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{array} \right| > 0 \text{ и т. д.}$$

Например, система, описываемая уравнением второй степени $a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0$, устойчива, если все ее коэффициенты положительны: $a_2 > 0$, $a_1 > 0$, $a_1 a_0 > 0$.

Система, характеристическое уравнение которой имеет третий порядок ($a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0$), устойчива при условии, когда $a_3 > 0$, $a_2 > 0$, $a_1 > 0$, $a_0 > 0$ и, кроме того, $a_2 a_1 > a_3 a_0$. Граница устойчивости системы определяется равенством $a_2 a_1 = a_3 a_0$.

Амплитудно-фазовый критерий устойчивости. Практически этот критерий для одноконтурных систем формулируется следующим образом: замкнутая система устойчива, если амплитудно-фазовая частотная характеристика (годограф) $\Pi(j\omega)$ разомкнутой системы не охватывает точки с координатами $-1, j0$ на комплексной плоскости. Если же точка $-1, j0$ охватывается упомянутой характеристикой, то система неустойчива. Иллюстрация этого критерия приведена на рис. 7.7, где годограф 1 соответствует устойчивой системе, а годограф 2 — неустойчивой системе.

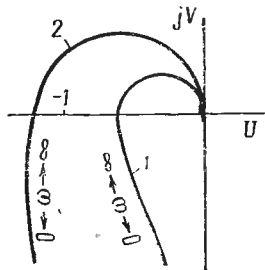


Рис. 7.7. Определение устойчивости по годографу передаточной функции разомкнутой системы

На практике важное значение имеет надежная устойчивость, которую можно характеризовать запасом устойчивости. Устойчивость тем надежнее, чем дальше проходит годограф от критической точки $(-1, j0)$. Различают запас устойчивости по модулю (коэффициенту усиления) $-k_3$ и запас устойчивости по фазе $-\varphi_3$ (рис. 7.8).

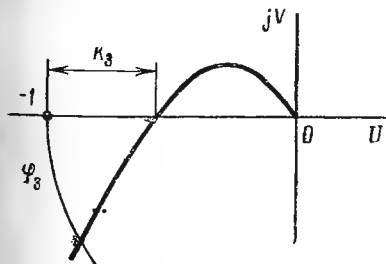


Рис. 7.8. Запас устойчивости по коэффициенту усиления k_3 и по фазе

Устойчивость по модулю порядка 15 дБ и запас по фазе в 35—50° практически гарантируют устойчивость системы.

Устойчивость — первостепенное обязательное требование, предъявляемое к системе; она должна быть установлена в первую очередь. При этом важно иметь необходимый запас устойчивости, гарантирующий надежную работу системы в реальных условиях эксплуатации.

Чем выше запас по усилению k_3 , тем надежнее устойчивость при возможных изменениях коэффициента усиления разомкнутой системы. Запас по фазе φ_3 способствует сохранению устойчивости системы в случаях появления запаздываний, не учтенных при проектировании следящей системы. Считают, что запас

Качество установившегося и переходного процессов в следящей системе характеризуется погрешностями слежения и быстродействием. Статическая погрешность или ошибка в установившемся режиме не должна превышать допустимой величины

$$x_1(t) - x_2(t) = \varepsilon(t). \quad (7.44)$$

С увеличением коэффициента усиления разомкнутой системы статическая ошибка уменьшается. Эта ошибка, примерно, обратно пропорциональна коэффициенту усиления разомкнутой системы. Последний находится подстановкой $p=0$ в выражение для передаточной функции разомкнутой системы $k=P(0)$. Высокое значение коэффициента усиления улучшает качество системы в установившемся режиме. Качество переходного режима в системе оценивается по изменению выходной величины, когда на

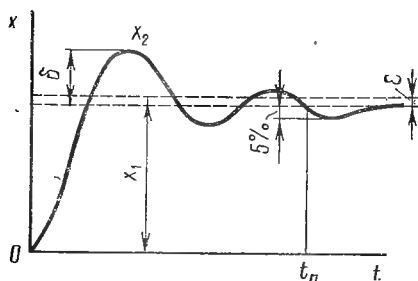


Рис. 7.9. Показатели качества переходного процесса при мгновенном изменении входного сигнала

вход подается прямоугольный единичный сигнал. Основными показателями этого процесса считают: а) время t_n , прошедшее с момента подачи прямоугольного сигнала до достижения выходной переменной отклонения порядка 5% от нового установившегося значения; б) максимальное отклонение выходной величины от своего установившегося значения δ или перерегулирование. Эти величины поясняются на рис. 7.9.

В теории следящего привода за качественные показатели часто принимают, кроме статической ошибки, кинетическую ошибку, соответствующую изменению входной величины с постоянной скоростью и динамическую ошибку, возникающую при изменении входной величины с постоянным ускорением.

Качество переходного процесса может быть определено по частотным характеристикам. Основываясь на опытных данных, обычно считают, что при наличии запаса по фазе в $35-50^\circ$ переходный процесс протекает нормально, с удовлетворительным качеством. Следует отметить, что получение высоких показателей качества системы — не простая задача вследствие их проти-

воречивого характера. Так, например, устойчивость системы повышается при снижении коэффициента усиления разомкнутой системы, но вместе с этим увеличивается ошибка в установившемся режиме.

Улучшение характеристик и показателей следящих систем достигается посредством специальных устройств — корректирующих элементов. Различают два способа коррекции: последовательную и параллельную (рис. 7.10). Последовательная коррекция преимущественно используется в следящих системах малой

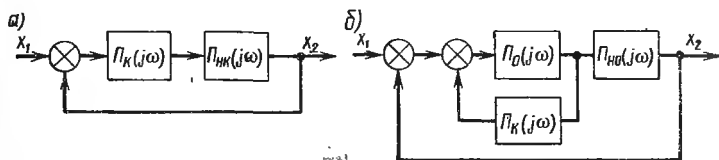


Рис. 7.10. Последовательная (а) и параллельная (б) коррекции

мощности. Выходной сигнал корректирующего устройства в общем случае, кроме входного сигнала, содержит производную и интеграл этого сигнала:

$$x_2 = \Pi_0 \left[x_1 + T_n p x_1 + \frac{x_1}{T_n p} \right]. \quad (7.45)$$

Его комплексный коэффициент усиления

$$\Pi_k(j\omega) = \Pi_0 \left[1 + j\omega T_n + \frac{1}{j\omega T_n} \right]. \quad (7.46)$$

Здесь Π_0 — коэффициент пропорциональности;
 T_n и T_i — постоянные времени.

Как показывает (7.45), при последовательной коррекции в уравнение регулирования вводится выражение дополнительно-го сигнала, пропорционального производной или интегралу от сигнала ошибки, или оба эти сигнала. Комплексный коэффициент усиления разомкнутой скорректированной системы (рис. 7.10, а)

$$\Pi_{pc}(j\omega) = \Pi_k(j\omega) \Pi_{нк}(j\omega). \quad (7.47)$$

Если в закон регулирования вводится производная от ошибки, система становится более быстродействующей, ее устойчивость улучшается. Если же коррекция содержит интеграл ошибки, то установившаяся погрешность снижается, но вместе с тем ухудшается устойчивость системы. При наличии коррекции по производной и интегралу от ошибки можно добиться повышения быстродействия, уменьшения статической ошибки и некоторого улучшения устойчивости. Заметим, что положительное влияние

последовательной коррекции на показатели системы ослабляется, если в сигнале ошибки имеются значительные помехи.

Отличительная особенность способа параллельной коррекции состоит в том, что она стабилизирует работу системы. Комплексный коэффициент усиления разомкнутой скорректированной цепи в этом случае (рис. 7.10, б)

$$P_{pc}(j\omega) = \frac{P_0(j\omega) P_{н0}(j\omega)}{1 + P_k(j\omega) P_0(j\omega)}. \quad (7.48)$$

Если

$$P_k P_0 \gg 1,$$

то

$$P_{pc}(j\omega) \approx \frac{P_{н0}(j\omega)}{P_k(j\omega)}. \quad (7.49)$$

Комплексный коэффициент почти не зависит от $P_0(j\omega)$, т. е. от параметров элементов, включенных параллельно корректирующей цепи. Параллельная коррекция основывается на введении местной отрицательной обратной связи в систему, кроме основной. Различают коррекцию: с «жесткой» обратной связью, действующую и в переходном и в установившемся режимах, а также коррекцию с «гибкой» обратной связью, которая проявляет себя только в переходном режиме.

Анализ показывает, что «жесткая» обратная связь улучшает устойчивость системы (запас по фазе возрастает) и вместе с тем увеличивает статическую ошибку в системе (комплексный коэффициент усиления снижается). Последнее является недостатком «жесткой» обратной связи. «Гибкая» обратная связь свободна от этого недостатка.

Корректирующие устройства широко применяются для улучшения качества следящих систем: повышения быстродействия и обеспечения устойчивости работы. Однако реальным системам свойственны факторы, ограничивающие возможности улучшения их динамических характеристик. Если рассматривать быстродействие системы, то таким фактором является прежде всего постоянная времени исполнительного двигателя, а также ограниченная мощность усилителя, не позволяющая повысить скорость вращения и пусковой вращающий момент двигателя.

В качестве элементов корректирующих устройств применяются чаще всего пассивные четырехполюсники постоянного и переменного тока, а также электрические микромашин. В следящих приводах, а также в регулируемых электроприводах часто используется обратная связь по скорости, передающая на вход сигнал, пропорциональный скорости вращения двигателя. Такая коррекция увеличивает жесткость механических характеристик, что ослабляет влияние на скорость вращения величины нагрузки. Для получения напряжения, пропорционального скорости

вращения, используются тахогенераторы и статические схемы, состоящие из различных сопротивлений. В качестве примеров рассмотрим следующие приводы с двигателями постоянного тока и асинхронным.

§ 7. 8. Следящий привод с электромашинным усилителем и двигателем постоянного тока

Принципиальная схема такого привода изображена на рис. 7.11. Она содержит сельсин-датчик *СД* и сельсин-трансформатор *СТ*, фазочувствительный полупроводниковый или электронный усилитель *ФУ* с входным и выходным трансформаторами, электромашинный усилитель *ЭМУ* с двумя встречно включенными обмотками управления *ОУ₁* и *ОУ₂*, исполнительный двигатель постоянного тока с независимым возбуждением *ИД* и корректирующее устройство *КК*, например, в виде контура *r, С*.

Если между входным и выходным звеньями не имеет-
ся рассогласования, то напряжение на обмотке управления сельсина-трансформатора отсутствует и токи в обмотках управления *ЭМУ* одинаковы по величине. Магнитный поток, создаваемый этими обмотками, включенными встречно, равен ну-

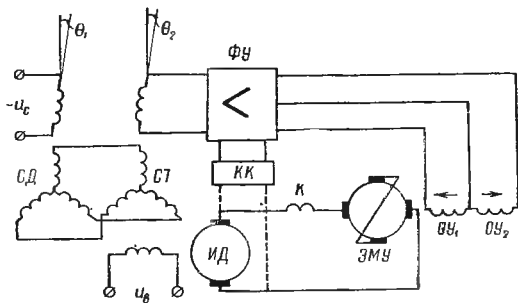


Рис. 7.11. Упрощенная схема следящего привода с ЭМУ и исполнительным двигателем постоянного тока

лю; равным образом отсутствует напряжение на выходе *ЭМУ* и двигатель неподвижен. Если создается рассогласование (поворотом *СД*), на обмотке управления сельсина-трансформатора появляется напряжение, почти пропорциональное синусу угла рассогласования. При этом токи в обмотках управления *ЭМУ* изменяются в разных направлениях — в одной ток снижается, а в другой — возрастает. Обмотки управления *ЭМУ* создают магнитный поток, пропорциональный синусу угла рассогласования. Соответствующее напряжение, появляющееся на продольных щетках *ЭМУ*, подводится к якору исполнительного двигателя. Вращаясь со скоростью, пропорциональной напряжению якора, двигатель восстанавливает согласованное положение

входного и выходного органов, при котором управляющее напряжение равно нулю. Если сельсин-датчик повернется в противоположном направлении, то изменяется на обратное направление магнитного потока, напряжения ЭМУ и скорость вращения двигателя, и этим вновь обеспечивается согласованное положение звеньев. Слежение выходного вала за входным происходит также и в процессе вращения последнего с изменяющейся до определенного предела скоростью.

Анализ всей системы требует определения передаточных функций ее отдельных элементов. Для сельсинов, измеряющих угол рассогласования, эта функция равна k_c . Действительно, как известно из предыдущего, э. д. с. обмотки управления сельсина-трансформатора для небольших углов рассогласования

$$e_y = k_c \sin \theta \approx k_c \theta,$$

откуда

$$\frac{e_y}{\theta} = k_c.$$

Передаточная функция полупроводникового или электронного усилителя также выражается постоянной, равной коэффициенту усиления k_y .

Уравнение напряжений обмоток управления для электромашинного усилителя

$$\left. \begin{aligned} & r_y i_y + L_y p i_y = u_y, \\ \text{или} \quad & T_y p i_y + i_y = \frac{u_y}{r_y}, \end{aligned} \right\} \quad (7.50)$$

где $T_y = \frac{L_y}{r_y}$ — постоянная времени цепи управления.

Без учета насыщения

$$e_q = k_d i_y. \quad (7.51)$$

Уравнение напряжений для поперечной короткозамкнутой цепи

$$\left. \begin{aligned} & r_q i_q + L_q p i_q = e_q, \\ \text{или} \quad & T_q p i_q + i_q = \frac{e_q}{r_q}, \end{aligned} \right\} \quad (7.52)$$

где $T_q = \frac{L_q}{r_q}$ — постоянная времени поперечной цепи.

В линейной области

$$e_d = k_d i_q. \quad (7.53)$$

Из уравнений (7.50) — (7.53) получаем:

$$T_y T_q p^2 e_d + (T_y + T_q) p e_d + e_d = k_{y1} k_{y2} u_y, \quad (7.54)$$

где $k_{y1} = \frac{k_q}{r_y} = \frac{e_q}{i_y r_y}$ — коэффициент усиления напряжения первой ступени;

$k_{y2} = \frac{k_d}{r_q} = \frac{e_q}{i_q r_q}$ — коэффициент усиления напряжения второй ступени.

Передаточная функция как отношение изображений выходной э. д. с. и входного напряжения без учета постоянной времени продольной цепи имеет вид

$$P_\Phi = \frac{k_1}{T_y T_q p^2 + (T_y + T_q) p + 1}. \quad (7.55)$$

При приближенном анализе пренебрегают постоянной времени цепи управления. В этом случае

$$P_\Phi \approx \frac{k_1}{T_q p + 1}. \quad (7.56)$$

Здесь $k_1 = k_{y1} k_{y2}$ — коэффициент усиления.

Для двигателя постоянного тока, управляемого со стороны якоря, уравнение движения

$$M - M_c = J p \omega. \quad (7.57)$$

Уравнение напряжений цепи якоря

$$u = e + r i + L p i. \quad (7.58)$$

Будем считать поток неизменным, э. д. с. якоря $e = c_e \omega \Phi$, тогда

$$u = c_e \omega \Phi + r i + L p i. \quad (7.59)$$

Вращающий момент двигателя

$$M = c_m i \Phi. \quad (7.60)$$

Подстановка (7.60) в (7.57) дает:

$$c_m i \Phi - M_c = J p \omega. \quad (7.61)$$

В случае $M_c = 0$ ток якоря

$$i = \frac{J}{c_m \Phi} p \omega \quad (7.62)$$

и его производная

$$p i = \frac{J}{c_m \Phi} p^2 \omega. \quad (7.63)$$

Подставляя (7.62) и (7.63) в (7.59) и вводя обозначения: $T_m = \frac{Jr}{c_e c_m \Phi^2}$ — электромеханическая постоянная времени двигателя; $T_{\text{я}} = \frac{L}{r}$ — постоянная времени якоря; $k_2 = \frac{1}{c\Phi}$ — коэффициент усиления двигателя, получим:

$$T_m T_{\text{я}} p^2 \omega + T_m p \omega + \omega = k_2 u. \quad (7.64)$$

Если за выходную величину принимается скорость вращения якоря, то передаточная функция двигателя

$$P(\omega) = \frac{\omega}{u} = \frac{k_2}{T_m T_{\text{я}} p^2 + T_m p + 1}. \quad (7.65)$$

Пренебрегая индуктивностью якоря, получим:

$$P(\omega) \approx \frac{k_2}{T_m p + 1}. \quad (7.66)$$

В этом случае двигатель постоянного тока с независимым возбуждением по виду передаточной функции и динамическим свойствам подобен инерционному звену.

Передаточная функция имеет другой вид, если за выходную величину принимается угол поворота вала $\theta_2 = \int \omega dt = \frac{\omega}{p}$:

$$P(\theta) = \frac{k_2}{T_m p + 1} \frac{1}{p} = \frac{k_2}{T_m p^2 + p}. \quad (7.67)$$

Данная передаточная функция может рассматриваться как функция двух последовательно соединенных инерционного

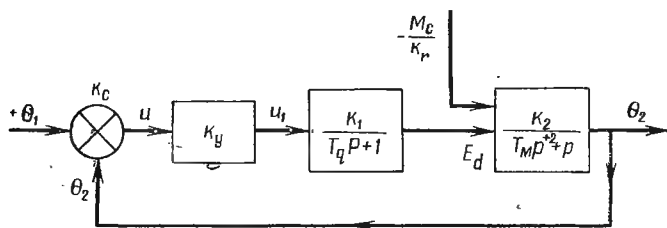


Рис. 7.12. Структурная схема следящего привода с ЭМУ и двигателем постоянного тока

и интегрирующего звеньев. Структурная схема изучаемого привода (корректирующее устройство не показано) приведена на рис. 7.12. Дифференциальное уравнение следящего привода в операторной форме, составленное по его структурной схеме, имеет вид

$$[T_q T_m p^3 + (T_q + T_m) p^2 + p + k] \theta_2 = k \theta_1 - \gamma (1 + T_q p) M_c. \quad (7.68)$$

Здесь $k = k_c k_y k_1 k_2$; $\gamma = \frac{r^2}{c_e c_m \Phi^2}$.

Основные показатели данного следящего привода определяются уравнением (7.68). Устойчивость привода согласно алгебраическому критерию

$$T_q T_m k < (T_q + T_m). \quad (7.69)$$

Увеличение коэффициента усиления снижает запас устойчивости и может вызвать неустойчивость системы. Амплитудно-фазовая характеристика (годограф) данной системы в устойчивом состоянии не охватывает точки $-1, j0$ (см. рис. 7.8). По мере возрастания коэффициента усиления k годограф $\Pi(j\omega)$ приближается к критической точке $-1, j0$. При достижении годографом этой точки привод будет находиться на границе устойчивости и полностью теряет устойчивость, когда критическая точка охватывается годографом. Погрешность при постоянном моменте нагрузки находится по исходным данным $M_c = \text{const}$; $\theta_1 = 0$ и $\theta_2 = -\epsilon_c$; $p = 0$, подстановка которых в (7.68) дает:

$$\epsilon_c = \frac{\gamma M_c}{k}. \quad (7.70)$$

Если в (7.68) подставить $M_c = 0$; $\theta_1 = at$; $\theta_2 = at - \epsilon_k$, то получим кинетическую погрешность

$$\epsilon_k = \frac{a}{k}. \quad (7.71)$$

Исходя из условий $M_c = 0$, $\theta_1 = bt^2$, $\theta_2 = bt^2 - \epsilon_d$, $\epsilon_d = \epsilon_0 + at$, для динамической погрешности имеем:

$$\epsilon_d = \left[(T_q + T_m) - \frac{1}{k} + t \right] \frac{2b}{k}. \quad (7.72)$$

Погрешности в вынужденных режимах уменьшаются с увеличением коэффициента усиления, т. е. повышается точность слежения привода. Вместе с тем снижается запас устойчивости. Затруднение, связанное с противоположным влиянием коэффициента усиления на устойчивость и точность работы привода, разрешается посредством применения стабилизирующих (корректирующих) элементов.

§ 7. 9. Анализ следящего привода с магнитным усилителем и асинхронным двигателем

На примере системы с магнитным усилителем и трехфазным исполнительным асинхронным двигателем рассмотрим методику анализа следящего привода. Структурная схема привода изобра-

жена на рис. 7.13, где k_n , k_u , k_m , k_d , k_p и k_0 — коэффициенты усиления соответственно сельсинного измерителя рассогласования, предварительного безынерционного усилителя, основного магнитного усилителя, исполнительного двигателя, редуктора и тахогенератора, а T_m и T_d — постоянные времени магнитного усилителя и двигателя.

Коэффициенты усиления практически безынерционных элементов системы:

а) измерительных сельсинов в трансформаторном режиме и электронного или полупроводникового усилителя

$$k_n = \frac{U_n}{\theta} \text{ и } k_u = \frac{U_m}{U_1},$$

где $U_1 = \frac{k_n \epsilon}{60}$, ϵ — заданная угловая ошибка;

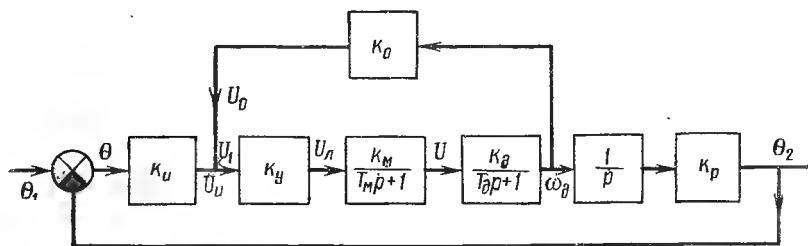


Рис. 7.13. Структурная схема следящего привода с МУ и асинхронным двигателем

б) редуктора $k_p = \frac{a_m 60}{n_n 360^\circ}$,

где a_m — заданная максимальная скорость изменения входного угла; n_n — номинальная скорость двигателя;

в) скоростной обратной связи

$$k_0 = \frac{U_0}{\omega_d}.$$

Передаточная функция линеаризованного магнитного усилителя, представляющего собой инерционное апериодическое звено, определяется приближенным дифференциальным уравнением

$$T_m \frac{du_d}{dt} + u_d = k_m u_m,$$

откуда

$$\Pi_m(p) = \frac{u_d}{u_m} = \frac{k_m}{(T_m p + 1)}, \quad (7.73)$$

где $k_m = \frac{U_d}{U_m}$ — коэффициент усиления напряжения;

$T_m = \frac{L_2}{r_2}$ — эквивалентная постоянная магнитного усилителя.

Коэффициент усиления предварительного и основного усилителей

$$k_{ym} = k_y k_m. \quad (7.74)$$

Передаточная функция асинхронного двигателя без учета переходных электромагнитных процессов находится исходя из уравнения движения и статической характеристики вращающего момента двигателя

$$M - M_c = Jp\omega.$$

Момент, развиваемый двигателем, $M(\omega, u)$ зависит от скорости вращения ω и управляющей переменной $u_d = u$. Статический момент $M_c(\omega)$ нагрузки будем считать функцией только ω . Предыдущее уравнение является нелинейным. В приближенном анализе его линеаризируют, приводя переменные к форме малых отклонений относительно их установившихся значений.

Разложение в ряд Тейлора моментов $M(\omega, u)$ и $M_c(\omega)$ с сохранением только его основных членов дает:

$$M_0 + \left(\frac{\partial M}{\partial \omega}\right)_{\omega=\omega_0, u=u_0} \Delta\omega + \left(\frac{\partial M}{\partial u}\right)_{\omega_0, u_0} \Delta u - M_{c0} - \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega}\right)_{\omega_0} \Delta\omega = Jp\Delta\omega. \quad (7.75)$$

Поскольку установившиеся значения моментов вращения равны $M_0 = M_{c0}$, то

$$\left(\frac{\partial M}{\partial u}\right)_{\omega_0, u_0} \Delta u = Jp\Delta\omega + \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{\partial M}{\partial \omega}\right)_{\omega_0, u_0} \Delta\omega. \quad (7.76)$$

Разделив обе стороны (7.76) на коэффициент при втором члене правой части, получим:

$$k_d \Delta u = (T_d p + 1) \Delta\omega. \quad (7.77)$$

Здесь $k_d = \left(\frac{\partial M}{\partial u}\right)_{\omega_0, u_0} : \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{\partial M}{\partial \omega}\right)_{\omega_0, u_0}$ — коэффициент усиления двигателя;

$T_d = J : \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{\partial M}{\partial \omega}\right)_{\omega_0, u_0}$ — электромеханическая постоянная времени привода.

Передаточная функция электродвигателя

$$\Pi_d = \frac{\Delta\omega}{\Delta u} = \frac{k_d}{T_d p + 1}. \quad (7.78)$$

В случае линейной механической характеристики двигателя

$$M = \frac{M_H}{s_H} \cdot s = \frac{M_H}{s_H} \cdot \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}; \quad \frac{\partial M}{\partial \omega} = - \frac{M_H}{s_H \omega_1}$$

и постоянного статического момента нагрузки $dM_c/dt=0$ имеем следующие расчетные формулы для электромеханической постоянной времени и коэффициента усиления двигателя:

$$T_d = \frac{J \omega_1}{M_H} s_H, \quad (7.79)$$

$$k_d = \frac{k_H \omega_1}{M_H} s_H, \quad (7.80)$$

где $k_H = \frac{\partial M}{\partial \omega}$ — коэффициент чувствительности момента двигателя к изменению напряжения.

Передаточная функция разомкнутой схемы (без обратной скоростной связи)

$$P_1 = \frac{k_H k_y k_M k_d k_p}{p(T_M p + 1)(T_d p + 1)} = \frac{k}{T_M T_d p^3 + (T_M + T_d)p^2 + p}, \quad (7.81)$$

где

$$k = k_H k_y k_M k_d k_p.$$

Передаточная функция замкнутой одноконтурной системы (скоростная обратная связь по-прежнему отсутствует)

$$P = \frac{P_1}{P_1 + 1} = \frac{k}{T_M T_d p^3 + (T_M + T_d)p^2 + p + k}. \quad (7.82)$$

Характеристическое уравнение системы $P_1 + 1 = 0$ имеет вид

$$T_M T_d p^3 + (T_M + T_d)p^2 + p + k = 0. \quad (7.83)$$

Анализ показывает, что при обычных значениях параметров имеет место неравенство

$$(T_M + T_d) 1 < T_M T_d k. \quad (7.84)$$

Это означает, согласно алгебраическому критерию, что одноконтурная система следящего привода неустойчива.

Если предусмотреть обратную скоростную связь, например, посредством тахогенератора, показанную на схеме (см. рис. 7.13), то система оказывается стабилизированной. Действительно, характеристическое уравнение системы с обратной связью по скорости

$$T_M T_d p^3 + (T_M + T_d)p^2 + (k_1 + 1)p + k = 0, \quad (7.85)$$

где

$$k_1 = k_y k_M k_d k_o = k k_o : k_H k_p.$$

В этом случае справедливо неравенство

$$(T_M + T_d)(k_1 + 1) > T_M T_d k, \quad (7.86)$$

указывающее на наличие устойчивости системы.

Запас устойчивости и качество процессов обработки командных сигналов значительно повышаются, если в цепь скоростной обратной связи включается еще дифференцирующий r , C -контур.

С помощью передаточной функции могут быть выяснены и другие статические и динамические свойства привода. Для разомкнутой системы, но с обратной скоростной связью, передаточная функция

$$P_{1c} = \frac{k}{T_M T_d p^3 + (T_M + T_d) p^2 + (k_1 + 1) p}. \quad (7.87)$$

Ошибка системы в операторной форме

$$\varepsilon(p) = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{1}{1 + P_{1c}} = \frac{T_M T_d p^3 + (T_M + T_d) p^2 + (k_1 + 1) p}{T_M T_d p^3 + (T_M + T_d) p^2 + (k_1 + 1) p + k}. \quad (7.88)$$

Если входной сигнал имеет равномерную скорость $\theta_1 = \omega t$, то скоростная ошибка в установившемся режиме

$$\varepsilon_c = \frac{k_1 + 1}{k} \omega, \quad (7.89)$$

поскольку $p\theta_1 = \omega$.

Приняв во внимание, что

$$k_d = \frac{\omega_d}{(U_n - U_0) k_y k_m} \text{ и } k_0 = \frac{U_0}{\omega_d}$$

будем иметь

$$\varepsilon_c = \frac{\omega}{k} \left(\frac{U_n}{U_n - U_0} \right),$$

или после преобразования

$$\varepsilon_c = \frac{\omega}{k} \cdot \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (7.90)$$

Здесь $\gamma = \frac{U_0}{U_n}$ — характеризует глубину обратной скоростной связи.

Скоростная ошибка при отсутствии обратной связи по скорости $\gamma = 0$

$$\varepsilon_{c.0} = \frac{\omega}{k}. \quad (7.91)$$

Относительное значение скоростной ошибки

$$\varepsilon_c^* = \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (7.92)$$

По величине она равна относительному увеличению диапазона регулирования скорости в системе с обратной связью:

$$D^* = \varepsilon^* = \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (7.93)$$

Из соотношений (7.92) и (7.93) следует, что введение скоростной обратной связи увеличивает в $\frac{1}{1-\gamma}$ раз диапазон регулирования скорости и вместе с тем установившуюся скоростную ошибку следящей системы.

§ 7. 10. Синхронное вращение электродвигателей

Система синхронного вращения (или синхронного вала) характеризуется строго одинаковой скоростью вращения нескольких двигателей (валов), механически не связанных между собой, практически во всех режимах работы. Эти системы обладают преимуществом перед системами с механическими связями в случаях значительного расстояния между механизмами, скорость и угловое положение которых необходимо согласовывать.

Системы синхронного вращения используются во многих отраслях народного хозяйства. Например, в текстильной промышленности — в приводах прочесных аппаратов, в полиграфической промышленности — в приводах ротационных машин, на водных путях — в приводах затворов шлюзов и разводных мостов, для механизмов летучих ножниц — в металлургической промышленности, в машиностроении — в крупных металлорежущих станках и т. п. В общем случае системы синхронного вращения должны обеспечивать согласованное вращение механизмов не только при одном значении рабочей скорости, но и в процессе ее регулирования, а также при пуске в ход и остановке двигателей. Обычные синхронные двигатели не удовлетворяют этому требованию. Электрические двигатели в рассматриваемых многодвигательных приводах включаются по специальным схемам. Они выполняются как без вспомогательных, так и со вспомогательными уравнительными машинами.

На практике наиболее часто используются системы с асинхронными двигателями, которые будут здесь кратко рассмотрены.

Синхронное вращение асинхронных двигателей с реостатом в цепи роторов. Если обмотки роторов одинаковых асинхронных двигателей с контактными кольцами присоединить к общему реостату, а статоры подключить к сети, как это показано на рис. 7.14, а, то при определенных условиях обеспечивается их синхронное вращение. При отсутствии реостата в цепи электрически связанных роторов результирующие э. д. с. и токи в них равны нулю; следовательно, двигатели не могут развивать вращающих моментов. Параллельное подключение общего реостата создает условия для протекания токов и образования вращающих моментов. В случае равной нагрузки одинаковых двигателей их роторы вращаются без углового рассогласования

в направлении вращения поля с одним и тем же скольжением. В роторах протекают одинаковые токи, замыкающиеся через реостат. Моменты вращения двигателей также равны между собой. Если один из двигателей нагружается сильнее второго, то между роторами возникает угловое рассогласование. Ротор более нагруженного двигателя отстает от ротора слабее нагруженного двигателя на некоторый угол θ . На такой же угол оказываются смещенными э. д. с. роторов. Под действием разности этих э. д. с. в цепи роторов, минуя реостат, протекает уравнивающий ток, увеличивающий момент одного двигателя и ослабляющий момент другого.

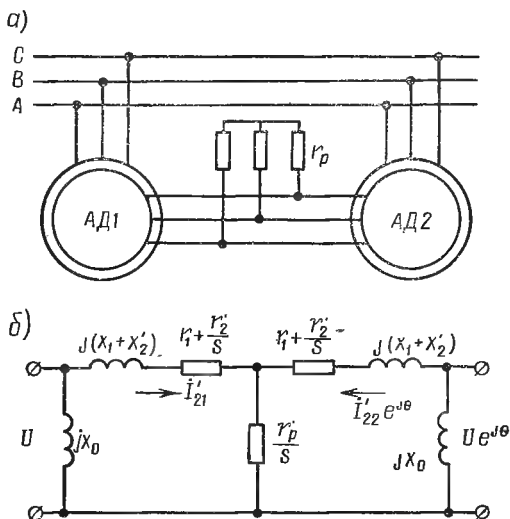


Рис. 7.14. Схемы привода синхронного вращения с асинхронным двигателем:

а) принципиальная; б) эквивалентная

Характеристики рассматриваемой системы, в частности зависимость вращающих моментов от угла рассогласования, можно рассчитать на основе эквивалентной схемы. На рис. 7.14, б приведена приближенная эквивалентная схема с одинаковыми параметрами двигателей. На этом рисунке I'_{21} и I'_{22} — приведенные токи роторов первого и второго двигателей. Поскольку пространственный сдвиг статора относительно ротора подобен соответствующему сдвигу вращающегося магнитного поля, то значение угла рассогласования θ между роторами входит в комплекс $e^{j\theta}$, на который умножаются комплексы приложенного напряжения и тока ротора более нагруженного двигателя эквивалентной схемы. По методу контурных токов

$$\dot{U} = \dot{I}'_{21} Z + \dot{I}'_{22} e^{j\theta} \frac{r'_p}{s}, \quad (7.94)$$

$$\dot{U} e^{j\theta} = \dot{I}'_{22} e^{j\theta} Z + \dot{I}'_{21} \frac{r'_p}{s}, \quad (7.95)$$

где $Z = \left(r_1 + \frac{r'_2}{s} + \frac{r'_p}{s} \right) + j(x_1 + x'_2)$.

Решение этих уравнений относительно токов для первого двигателя дает

$$\dot{I}'_{21} = \frac{Z - \frac{r'_p}{s} e^{j\theta}}{Z^2 - \frac{r'^2_p}{s^2}} \dot{U}, \quad (7.96)$$

для второго двигателя

$$\dot{I}'_{22} = \frac{Ze^{j\theta} - \frac{r'_p}{s}}{Z^2 - \frac{r'^2_p}{s^2}} \dot{U}. \quad (7.97)$$

Вращающие моменты двигателей (дж)

$$M_1 \approx \frac{m_1 U}{\omega_1} \dot{I}'_{21a} = m_1 \frac{\dot{I}'_{21} + \dot{I}^{*'}_{21}}{2\omega_1} U, \quad (7.98)$$

$$M_2 \approx \frac{m_1 U}{\omega} \dot{I}'_{22a} = m_1 \frac{\dot{I}'_{22} + \dot{I}^{*'}_{22}}{2\omega_1} U. \quad (7.99)$$

Здесь $\dot{I}'_{21a}$ и $\dot{I}'_{22a}$ — активные составляющие токов роторов двигателей;

$\dot{I}^{*'}_{21}$ и $\dot{I}^{*'}_{22}$ — сопряженные комплексы токов роторов;

$m_1 = 3$ — число фаз статора.

Активное сопротивление статоров при этом не учитывается. Замена токов в (7.98) и (7.99) их значениями (7.96), (7.97) и последующие преобразования позволяют получить зависимость вращающих моментов от скольжения, угла рассогласования, напряжения и параметров.

Моменты первого и второго двигателей

$$M_{1,2} = M_m \left[\frac{1 - \cos \theta \mp \frac{s}{s_m} \sin \theta}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} + \frac{1 + \cos \theta \pm \frac{s}{s_{m\Pi}} \sin \theta}{\frac{s}{s_{m\Pi}} + \frac{s_{m\Pi}}{s}} \right]. \quad (7.100)$$

Здесь $M_m = \frac{3U^2}{2\omega_1(x_1 + x'_2)}$ — максимальный момент вращения;

$s_m = \frac{r'_2}{x_1 + x'_2}$ — критическое скольжение одного двигателя;

$s_{мп} = s_m \frac{r_2' + 2r_p}{r_2'}$ — критическое скольжение системы двух

двигателей, роторы которых включены на общий реостат.

Знаки « $\mp$ » и « $\pm$ » в числителе относятся соответственно к моментам 1 и 2 двигателей.

Вращающие моменты, развиваемые двигателями данной системы электрического вала в функции угла рассогласования θ при заданном скольжении и сопротивлении реостата, изображены на рис. 7.15. В случае отсутствия рассогласования ($\theta = 0$) моменты одинаковы и выражаются так же, как и для обычного асинхронного двигателя:

$$M_1 = M_2 \approx \frac{2M_m}{\frac{s}{s_{мп}} + \frac{s_{мп}}{s}}$$

По мере увеличения угла рассогласования разность между моментами, называемая уравнивающим моментом, возрастает. Чем больше уравнивающий момент, тем совершеннее система. Как видно из кривых (см. рис. 7.15) максимальный уравнивающий момент возрастает с увеличением угла θ , достигая максимума, когда $\theta = 90^\circ$. В области малых скольжений (сопротивлений реостата) уравнивающий момент невелик; при больших скольжениях первая машина может перейти в генераторный режим. Обычно нормальная работа систем протекает на участке $\theta < 30^\circ$; при этом разность между моментами сравнительно невелика. Практическая возможность работы этой системы при небольшой разнице статических моментов машин ограничивает ее область применения. Энергетические показатели системы невысокие вследствие повышенных потерь в общем реостате, обеспечивающем рабочее скольжение порядка 0,3—0,4. Особенностью системы является ее простота и невысокая стоимость.

Синхронное вращение системы с основными и вспомогательными асинхронными машинами. Система синхронного вращения с основными (Д1; Д2) и вспомогательными (АМ1; АМ2) асинхронными машинами, получившая на практике значительное распространение, приведена на рис. 7.16. В качестве основных машин могут быть также двигатели постоянного тока, однако это встречается реже. Допустим, что основные машины так же, как

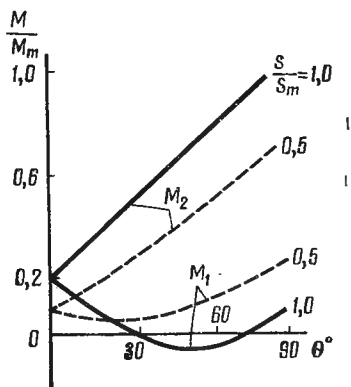


Рис. 7.15. Вращающие моменты асинхронных двигателей в функции угла рассогласования при $r_p/r_2' = 5$, — для случая $s/s_m = 1$; — — для случая $s/s_m = 0,5$

и вспомогательные машины, попарно имеют одинаковые номинальные данные и параметры. На практике особенно важным для нормальной работы является полное совпадение механических характеристик основных двигателей. В случае равных моментов на валах двигателя Д1 и Д2 будут вращаться без рассогласования роторов. Одинаковые э. д. с. в фазах ротора вспомогательных машин оказываются в противофазе и токи в них

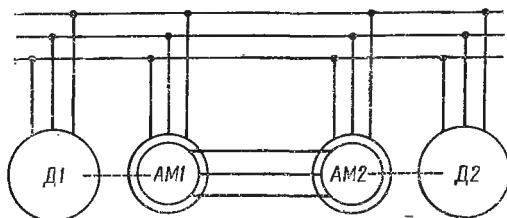


Рис. 7.16. Система синхронного вращения с вспомогательными асинхронными двигателями

равны нулю. Если нагрузка одного из двигателей, например второго, возрастет, то его ротор отстанет от ротора первого двигателя. Между э. д. с. в фазах роторов вспомогательных машин появится определенный сдвиг и под действием разности э. д. с. потекут токи. В результате взаимодействия последних с магнитными потоками образуются вращающие моменты во вспомогательных машинах. Эти моменты могут быть рассчитаны на основе эквивалентной схемы. Эквивалентная схема вспомогательных двигателей отличается от предыдущей (см. рис. 7.14) лишь тем, что в ней отсутствует

ветвь $\frac{r'_p}{s}$, чему соответствует $r'_p = \infty$.

При $r'_p = \infty$ скольжение системы

$$s_{mn} = s_m \frac{r'_2 + 2r'_p}{r_2} = \infty.$$

При этом и формула (7.100) приводится к виду

$$M_{1,2} = M_m \frac{1 - \cos \theta \mp \frac{s}{s_m} \sin \theta}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}. \quad (7.101)$$

Знаки « $\mp$ » в числителе относятся к 1 и 2-му моментам

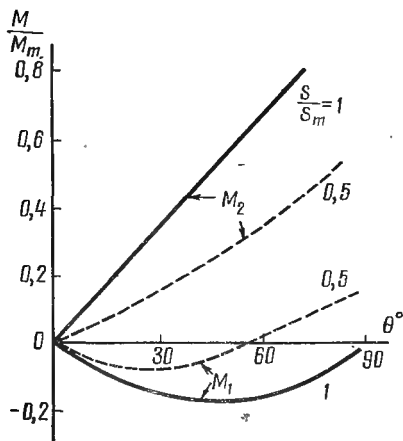


Рис. 7.17. Вращающие моменты асинхронных двигателей в функции угла рассогласования при различных скольжениях

соответственно. Построенные по этим выражениям кривые вращающих моментов в функции угла рассогласования для различных постоянных значений скольжения приведены на рис. 7.17. В рассмотренном случае момент второй вспомогательной машины положителен, а первой — отрицателен. Машина AM_2 , работая двигателем, разгружает основной двигатель $Д_2$ (загрузка на валу которого возросла), а машина AM_1 , работая генератором, нагружает основной двигатель $Д_1$. Вследствие этого нагрузка обоих основных двигателей оказывается одинаковой в условиях различных моментов сопротивления рабочих механизмов. Это обеспечивает синхронную скорость вращения двигателей.

Уравнительный момент вспомогательных машин, с увеличением которого усиливаются свойства системы выравнивать нагрузку основных двигателей,

$$M_y = M_2 - M_1 = \frac{2M_m \sin \theta}{1 + \frac{s_m^2}{s^2}}. \quad (7.102)$$

Уравнительный момент машин, как это видно из анализа формулы (7.102) и разности ординат характеристик моментов (см. рис. 7.17), увеличивается при увеличении скольжения. Это означает, что системе выгодно работать при повышенных скольжениях вспомогательных машин.

Глава VIII

ВЫБОР МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

§ 8. 1. Общие сведения

При проектировании новых систем электроприводов, а также в условиях эксплуатации электроприводов возникает необходимость выбора мощности электродвигателей. В условиях эксплуатации такая необходимость возникает, например, в случае увеличения скорости или загрузки технологической машины в связи с совершенствованием и автоматизацией технологического процесса, а также в связи с обнаруживающейся перегрузкой. Правильно выбранный электродвигатель обеспечивает высокие технико-экономические показатели электропривода и технологического оборудования. Выбранная мощность электродвигателя должна соответствовать предполагаемой нагрузке.

При работе электропривода могут иметь место толчки нагрузки, которые, не оказывая существенного значения на нагрев электродвигателя, вызывают различные отклонения от нормальной работы электродвигателя: нарушение коммутации у двигателей постоянного тока, «опрокидывание» асинхронных двигателей и выход из синхронизма синхронных машин. Для правильного выбора мощности электродвигателя требуется график предполагаемой нагрузки. Выбранный по мощности электродвигатель при любом графике нагрузки должен удовлетворять основным требованиям:

1. Температура нагревания электродвигателя во время работы не должна превышать предельно-допустимую температуру, установленную ГОСТ 183 — 55 на электрические машины.

2. Электродвигатель должен сообщить машине необходимую скорость вращения.

3. При соответствующей скорости вращения двигатель должен развить момент, требуемый производственным механизмом.

Кроме того, для электроприводов многих производственных механизмов требуется обеспечить минимальное время разгона и торможения. Это условие может быть выполнено при правильном выборе оптимального передаточного числа редуктора между

электродвигателем и производственным механизмом. Следовательно, при выборе мощности электродвигателя решается целый ряд вопросов, относящихся к нагреву электродвигателя, его перегрузочной способности и динамическим свойствам всей системы электропривода.

Для многих электроприводов вопросы динамики имеют такое же существенное значение, как и вопрос термической устойчивости электродвигателя. Поэтому для таких электроприводов выбор электродвигателя следует начинать с расчета динамических свойств, т. е. с определения оптимального передаточного числа редуктора для предварительно выбранного электродвигателя. При этом необходимо сопоставить редукторный тип привода с безредукторным вариантом, который в некоторых случаях обеспечивает наилучшие динамические свойства электропривода. Выбранный, таким образом, электродвигатель проверяется на нагрев и максимально возможную перегрузку. Для выбора мощности электродвигателя требуется знать его нагрузку как в установившемся, так и в переходных режимах. С этой целью строятся *нагрузочные диаграммы*, т. е. зависимость момента на валу двигателя, мощности или тока в функции времени с учетом переходных процессов.

Проверка выбранного электродвигателя на перегрузку состоит в определении его номинального момента или тока из условия:

$$M_n \geq \frac{M_{\max}}{\lambda_m}; \quad (8.1)$$

$$I_n \geq \frac{I_{\max}}{\lambda_i}, \quad (8.2)$$

где $M_{\max}$ — максимальный момент по нагрузочной диаграмме;
 $I_{\max}$ — максимальный ток, определяемый из диаграммы $I = f(t)$;

λ_m и λ_i — перегрузочная способность электродвигателя по моменту и току согласно данным завода-изготовителя.

Значения перегрузочной способности электродвигателей приводятся в каталоге.

Так как величина критического момента асинхронных двигателей пропорциональна квадрату напряжения, то при проверке таких двигателей на перегрузку в расчетах следует принимать $0,8\lambda_m$, учитывая возможное снижение напряжения в сети до $0,9U_n$.

Преобразование электрической энергии в механическую всегда сопровождается потерей энергии в электродвигателе. За счет этих потерь происходит нагревание электродвигателя.

С увеличением нагрузки суммарная мощность потерь ΔP возрастает, а нагрев электродвигателя увеличивается.

На практике часто происходит изменение нагрузки, а следовательно, изменение потерь мощности и характера нагревания двигателя. В некоторых случаях электродвигатель выключается еще до достижения установившейся температуры.

Величина установившейся температуры определяется режимом работы электродвигателя и его нагрузкой. Наибольшая допустимая температура нагревания электродвигателя зависит от термостойкости изоляции, которая является самым ответственным элементом машины, от которой зависит срок службы электродвигателя с максимальным использованием его мощности. Все изоляционные материалы, согласно ГОСТ 8865 — 58, по степени теплостойкости делятся на семь классов. Для электродвигателей нормального исполнения чаще всего применяется изоляция классов У, А, Е, В. К классу У относятся непитанные и непогруженные в жидкий изоляционный материал волокнистые материалы из целлюлозы и шелка. К классу А — те же материалы, но пропитанные или погруженные в жидкий изоляционный материал. К классу Е — некоторые синтетические органические пленки. К классу В — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые с органическими связующими и пропитывающими составами.

При эксплуатации электроприводов электродвигатели могут работать при разной температуре окружающей среды, но в целях унификации ГОСТ 183 — 55 устанавливает, что номинальные данные всех электрических машин относятся к температуре окружающей среды $+35^{\circ}\text{C}$.

В условиях эксплуатации электроприводов температура окружающей среды может отличаться от стандартной ($+35^{\circ}\text{C}$) и тогда меняется величина допустимого перегрева изоляции

$$\tau_{\text{доп}} = \vartheta_{\text{из. доп}} - \vartheta_{\text{ср}}, \quad (8.3)$$

где $\vartheta_{\text{из. доп}}$ — допустимая температура нагрева изоляции;
 $\vartheta_{\text{ср}}$ — температура окружающей среды.

Отклонение фактической температуры окружающей среды ($\vartheta_{\text{ср}}$) от стандартной ($+35^{\circ}\text{C}$) необходимо учитывать при выборе мощности электродвигателя.

В табл. 8.1 приводятся допустимые температуры перегрева $\tau_{\text{доп}}$ и нагрева $\vartheta_{\text{из. доп}}$ для изоляции класса А и В.

Таблица 8.1

Метод измерения температуры	Изоляция класса А		Изоляция класса В	
	$\tau_{\text{доп}}, ^{\circ}\text{C}$	$\vartheta_{\text{из. доп}}, ^{\circ}\text{C}$	$\tau_{\text{доп}}, ^{\circ}\text{C}$	$\vartheta_{\text{из. доп}}, ^{\circ}\text{C}$
Метод термометра . . .	60	95	75	110
Метод сопротивления . .	65	100	85	120

§ 8. 2. Нагрев и охлаждение электродвигателей

Теория нагрева и охлаждения электродвигателей весьма сложна из-за неоднородности материала, неодинаковости теплоотдачи и пр. Поэтому для практической ориентировки в вопросах нагрева и охлаждения электродвигателей рассмотрим лишь нагрев и охлаждение электродвигателей, допустив следующие упрощения: а) электродвигатель рассматривается как однородное сплошное тело, обладающее одинаковой теплоемкостью по всему объему и одинаковой теплоотдачей по всей поверхности; б) теплоемкость и теплоотдача электродвигателя не зависят от температуры окружающей среды; в) передача тепла происходит за счет конвекции и теплопроводности.

С учетом допущений выражение для изменения температуры электродвигателя выводится из уравнения теплового баланса:

$$Qdt = Cdx + A\tau dt, \quad (8.4)$$

где Q — количество тепла, выделившееся в электродвигателе за единицу времени, дж/сек ;

C — теплоемкость электродвигателя, т. е. количество тепла, необходимое для повышения его температуры на 1°C , дж/град ;

A — теплоотдача электродвигателя, т. е. количество тепла, рассеиваемое его поверхностью в одну секунду при разности температуры электродвигателя и окружающей среды в 1°C , $\text{дж/град} \cdot \text{сек}$;

τ — перегрев электродвигателя над температурой окружающей среды, град .

Решение дифференциального уравнения (8.4) позволяет установить характер изменения температуры перегрева электродвигателя в зависимости от времени, т. е. $\tau = f(t)$.

Уравнение (8.4), записанное в симметричной форме;

$$\frac{dx}{dt} + \frac{A}{C} \tau = \frac{Q}{C}. \quad (8.5)$$

Величина $\frac{C}{A} = T_n$ имеет размерность времени $\left(\frac{\text{дж}}{\text{град}} : \frac{\text{дж}}{\text{град} \cdot \text{сек}} = \text{сек}\right)$ и называется *постоянной времени нагрева Электродвигателя*.

Введя эту постоянную в (8.5), получим:

$$\frac{dx}{dt} + \frac{1}{T_n} \tau = \frac{1}{T_n} \frac{Q}{A} = \frac{1}{T_n} \tau_{\text{уст}}. \quad (8.6)$$

При $t = \infty$ перегрев машины равен установившемуся значению $\tau_{уст}$. Из (8.6)

$$\tau_{уст} = \frac{Q}{A}. \quad (8.7)$$

Указанное соотношение показывает, что повышением теплоотдачи, т. е. улучшением условий вентиляции электродвигателя, можно пропорционально уменьшить его перегрев.

Проинтегрировав (8.6) и учитывая (8.7), получим:

$$\tau = ke^{-\frac{t}{T_n}} + \tau_{уст}. \quad (8.8)$$

Постоянная интегрирования определяется из начальных условий: при $t = 0$ $\tau = \tau_{нач}$, подстановка которых дает

$$k = \tau_{нач} - \tau_{уст}.$$

После подстановки k в (8.8) получим в окончательном виде уравнение перегрева электродвигателя

$$\tau = \tau_{нач} e^{-\frac{t}{T_n}} + \tau_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}}\right). \quad (8.9)$$

При $\tau_{уст} > \tau_{нач}$ происходит нагрев электродвигателя. Если $\tau_{нач} = 0$, то уравнение процесса нагрева электродвигателя получит следующий вид:

$$\tau = \tau_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}}\right). \quad (8.10)$$

При $\tau_{уст} < \tau_{нач}$ происходит охлаждение электродвигателя. Если $\tau_{уст} = 0$, то охлаждение происходит до температуры окружающей среды, при этом

$$\tau = \tau_{нач} e^{-\frac{t}{T_0}}. \quad (8.11)$$

Кривые нагревания и охлаждения электродвигателя представлены на рис. 8.1 и 8.2. Уравнения нагрева и охлаждения электродвигателя и приведенные графики показывают, что процессы нагревания и охлаждения электродвигателя носят экспоненциальный характер. Длительность этих процессов определяется при прочих равных условиях постоянной времени нагрева.

Если в (8.10) и (8.11) принять $t = T_n$, то при нагреве $\tau = 0,632 \tau_{уст}$, при охлаждении $\tau = 0,368 \tau_{нач}$. Следовательно, постоянная времени нагрева определяется как время, в течение которого перегрев электродвигателя достигает при нагревании $0,632 \tau_{уст}$, а при остывании $0,368 \tau_{нач}$.

Физический смысл постоянной времени нагревания можно установить, выразив ее величину следующим образом:

$$T_n = \frac{C}{A} = \frac{C\tau_{уст}}{A\tau_{уст}} = \frac{C\tau_{уст}}{Q}. \quad (8.12)$$

Следовательно, величина T_n есть то время, в течение которого перегрев электродвигателя достигает $\tau_{уст}$ при отсутствии отдачи тепла в окружающую среду.

Из (8.12) видно, что постоянная времени нагревания зависит от теплоотдачи A , т. е. в значительной степени — от охлаждения двигателя. Поэтому при определении мощности электродвигателя следует учитывать изменение условий вентиляции при переменной скорости вращения. Постоянная времени нагревания в каталожных данных электродвигателей не указывается.

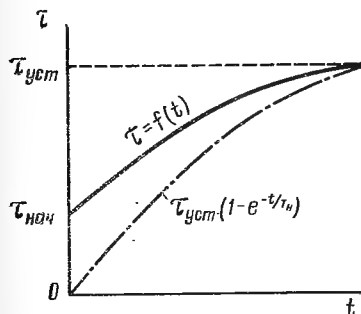


Рис. 8.1. Кривые нагрева двигателя

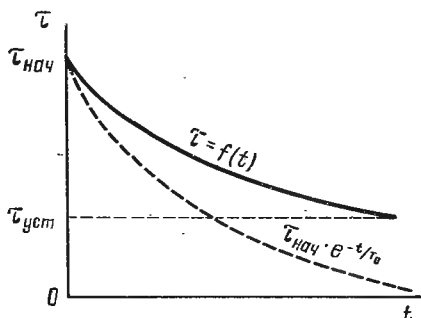


Рис. 8.2. Кривые охлаждения двигателя

Температуру электродвигателя можно считать установившейся примерно через время $t = (4 \div 5) T_n$, если за 1 ч работы она повышается не более чем на 1°C . Значение постоянной времени нагревания небольших асинхронных электродвигателей открытого типа мощностью до 10 кВт составляет 20 ÷ 30 мин. У обдуваемых двигателей закрытого типа при тех же мощностях она в 2 ÷ 3 раза больше. У асинхронных электродвигателей мощностью в несколько десятков киловатт постоянная времени нагревания у электродвигателей открытого типа составляет 1 ÷ 2 ч, у электродвигателей закрытого типа — 2 ÷ 4 ч.

§ 8. 3. Режимы работы электроприводов

Электроприводы различных производственных механизмов работают либо с постоянной, либо с меняющейся во времени нагрузкой, что отражается на характере нагревания и охлаждения электродвигателей и методике выбора их мощности.

По условиям нагревания и охлаждения электродвигателей различают три основных режима: длительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Длительный режим. Продолжительность работы здесь настолько велика, что за период включения электродвигателя температура всех его частей достигает установившегося значения. Нагрузка электродвигателя при длительном режиме может быть постоянной (рис. 8.3, а).

Кратковременный режим. В этом режиме продолжительность включения электродвигателя недостаточна для достижения установившейся температуры, а время отключения достаточно для охлаждения до температуры окружающей среды (рис. 8.3, б). Для кратковременного режима ГОСТ 183—55 установлена стандартная длительность работы в 15, 30, 60 и 90 мин.

Повторно-кратковременный режим. В этом режиме чередуются включения и отключения электродвигателя, причем продолжительность работы t_p недостаточна для повышения температуры до установившегося значения, а за период отключения t_0 (паузы) электродвигатель не успевает остывать до температуры окружающей среды (рис. 8.3, в). После нескольких включений

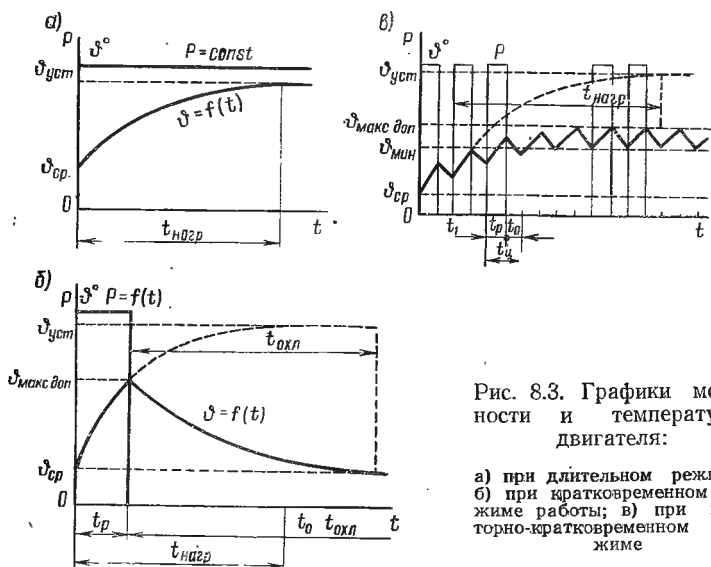


Рис. 8.3. Графики мощности и температуры двигателя:

а) при длительном режиме;
б) при кратковременном режиме работы; в) при повторно-кратковременном режиме

электродвигателя устанавливается такое тепловое состояние, при котором нагрев его колеблется в пределах от $\theta_{\min}$ до $\theta_{\max} < \theta_{\text{уст}}$. Повторно-кратковременный режим характеризуется коэффициентом включения

$$\epsilon = \frac{t_p}{t_p + t_0} = \frac{t_p}{t_{\text{ц}}}, \quad (8.13)$$

где $t_{\text{ц}}$ — время цикла.

В практике этот коэффициент часто называют относительной продолжительностью включения и выражают в процентах:

$$ПВ = \frac{t_p}{t_{\Sigma}} 100 = \varepsilon 100\% . \quad (8.14)$$

Согласно ГОСТ 183 — 55 установлены следующие стандартные значения ПВ: 15, 25, 40 и 60%.

Продолжительность одного цикла при повторно-кратковременном режиме должна быть не более 10 мин. Если время одного цикла более 10 мин, то режим работы считают длительным.

В каждом из трех режимов работы условия нагревания электродвигателя будут различные, поэтому и методика выбора мощности электродвигателей, работающих в различных режимах, имеет свои особенности.

Электродвигатель можно нагружать указанной в технической характеристике мощностью при температуре окружающей среды +35° С. При более высоких температурах окружающей среды во избежание недопустимого нагревания электродвигателя нагрузку его следует снижать. Определение этой нагрузки рассматривается ниже.

§ 8. 4. Выбор мощности электродвигателя при длительном режиме работы

Длительный режим с постоянной нагрузкой. Мощность электродвигателя для длительного режима с постоянной нагрузкой определяют по статической мощности P_c рабочего механизма, которую рассчитывают по производительности рабочего механизма с учетом технологических и конструктивных особенностей установки. Потери в двигателе и передачах учитываются коэффициентом полезного действия двигателя и передач. В соответствии с полученной мощностью подбирается по каталожным данным двигатель длительного режима ближайшей большей мощности. Правильно выбранный двигатель будет работать с максимально-допустимым перегревом, т. е. будет использован полностью. Например, мощность электродвигателя (квт) для привода вентилятора

$$P = \frac{Vh10^{-3}}{\eta_{\text{в}}\eta_{\text{пер}}}, \quad (8.15)$$

где V — производительность вентилятора, т. е. количество нагнетаемого воздуха, $\text{м}^3/\text{сек}$;

h — напор, $\text{н}/\text{м}^2$;

$\eta_{\text{в}}$ — к. п. д. вентилятора;

$\eta_{\text{пер}}$ — к. п. д. передач между электродвигателем и вентилятором.

Следовательно, выбранный таким образом электродвигатель пригоден для нормальной работы при температуре окружающей среды $+35^{\circ}\text{C}$. При стандартной температуре окружающей среды и номинальной нагрузке электродвигателя установившийся перегрев двигателя $\tau_{\text{ном}} = \vartheta_{\text{из. доп}} - 35^{\circ}\text{C}$, при котором:

$$\tau_{\text{уст}} = \tau_{\text{ном}} = \frac{\Delta P_{\text{н}}}{A} = \frac{k + v_{\text{ном}}}{A} = \frac{v_{\text{ном}}}{A} (\alpha + 1), \quad (8.16)$$

где $\Delta P_{\text{н}}$ — номинальные потери мощности в двигателе;
 k — постоянные потери, не зависящие от нагрузки;
 $v_{\text{ном}}$ — переменные потери при номинальной нагрузке;
 $\alpha = \frac{k}{v_{\text{ном}}}$ — отношение постоянных потерь к переменным номинальным потерям или коэффициент потерь.

Значение коэффициента потерь для различных электродвигателей при номинальной нагрузке дается в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Тип электродвигателя	Коэффициент потерь	
	Тихоходные двигатели ($n < 1000$ об/мин)	Быстроходные двигатели ($n > 1000$ об/мин)
Асинхронный короткозамкнутый общего назначения	0,5	0,7
Постоянного тока параллельного возбуждения	1	1,5
Постоянного тока последовательного возбуждения	0,5	0,9
Синхронный	1	2,0

При температуре окружающей среды, отличной от $+35^{\circ}\text{C}$,

$$\tau_{\text{доп}} = \vartheta_{\text{из. доп}} - \vartheta_{\text{среды}}, \quad (8.17)$$

где $\vartheta_{\text{среды}}$ — температура окружающей среды, отличная от $+35^{\circ}\text{C}$.

Обозначая допустимые потери при работе с $\tau_{\text{доп}}$ через $\Delta P_{\text{доп}}$, а при номинальных условиях — через $\Delta P_{\text{ном}}$, получим:

$$\frac{\Delta P_{\text{доп}}}{\Delta P_{\text{ном}}} = \frac{\tau_{\text{доп}}}{\tau_{\text{ном}}} \quad \text{или} \quad \Delta P_{\text{доп}} = \frac{\tau_{\text{доп}}}{\tau_{\text{ном}}} \Delta P_{\text{ном}}. \quad (8.18)$$

Заменяя потери постоянной и переменной составляющими, можно записать:

$$\frac{k + I_{\text{доп}}^2 R}{k + I_{\text{ном}}^2 R} = \frac{\tau_{\text{доп}}}{\tau_{\text{ном}}}. \quad (8.19)$$

Решив это уравнение относительно $I_{\text{доп}}$, получим:

$$I_{\text{доп}} = I_{\text{ном}} \sqrt{\frac{\tau_{\text{доп}}}{\tau_{\text{ном}}} (1 + \alpha) - \alpha}. \quad (8.20)$$

В тех случаях когда момент пропорционален току ($M \equiv I$) и мощность пропорциональна моменту ($P \equiv M$), вместо токов в (8.19) можно подставить моменты или мощности и тогда (8.20) принимает следующий вид:

$$M_{\text{доп}} = M_{\text{ном}} \sqrt{\frac{\tau_{\text{доп}}}{\tau_{\text{ном}}} (1 + \alpha) - \alpha} \quad (8.21)$$

и

$$P_{\text{доп}} = P_{\text{ном}} \sqrt{\frac{\tau_{\text{доп}}}{\tau_{\text{ном}}} (1 + \alpha) - \alpha}. \quad (8.22)$$

Таким образом, при работе электродвигателя в среде, температура которой отличается от стандартной $+35^\circ \text{C}$, во всех расчетах следует вместо номинальных значений потерь, тока, момента и мощности принимать допустимые значения этих величин, определяемые по (8.20), (8.21) и (8.22).

Длительный режим с переменной нагрузкой. У большой группы машин текстильной и легкой промышленности при длительном режиме работы нагрузка периодически меняется. В этом случае выбор мощности электродвигателя несколько усложняется. Выбор мощности по средней нагрузке также приводит к значительным ошибкам в сторону занижения мощности электродвигателя.

Лучшие результаты получаются при выборе мощности электродвигателя по методу средних потерь, а также эквивалентных величин тока, момента и мощности. Выбор мощности электродвигателя по методу эквивалентных величин производится в следующем порядке. Сначала для заданного режима производственного механизма, по статической нагрузке или по данным аналогичных установок (предварительно) выбирают двигатель. Затем производят построение нагрузочной диаграммы с учетом параметров выбранного двигателя. По построенной диаграмме производится поверочный расчет требуемой мощности и сопоставление ее с мощностью предварительно выбранного двигателя. Если в результате поверочного расчета окажется, что требуемая мощность совпадает с мощностью предварительно выбранного двигателя, то его выбирают окончательно, если же не совпадает, то выбирается другой двигатель и повторяется поверочный расчет.

Метод средних потерь. Сущность метода состоит в определении средних потерь $\Delta P_{\text{ср}}$ электродвигателя при длительном режиме работы с переменной нагрузкой и сопоставление их с потерями при длительной номинальной нагрузке $\Delta P_{\text{н}}$. При

$\Delta P_{\text{ср}} = \Delta P_{\text{н}}$ установившийся перегрев двигателя будет равен максимально допустимому перегреву. На рис. 8.4 представлен график нагрузки двигателя при работе в длительном режиме с переменной циклической нагрузкой. В большинстве случаев при указанной циклической нагрузке предварительно выбирается двигатель мощностью

$$P = (1,1 \div 1,3) P_{\text{ср. м}}, \quad (8.23)$$

где $P_{\text{ср. м}}$ — средняя мощность нагрузки, согласно графику.

Затем для каждого периода нагрузки от P_1 до P_6 определяются потери мощности от ΔP_1 до ΔP_6 по формуле

$$\Delta P = P \frac{1 - \eta_x}{\eta_x}, \quad (8.24)$$

где P — мощность по валу двигателя согласно графику;
 η_x — к. п. д. двигателя при данной нагрузке.

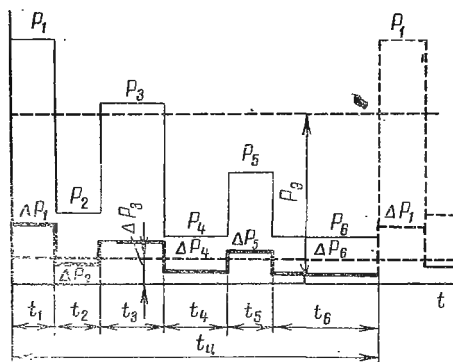


Рис. 8.4. График изменения нагрузки двигателя и потерь в нем при работе в длительном режиме с переменной циклической нагрузкой

Номинальное значение к. п. д. дается в технических данных электродвигателей. В каталогах и справочниках иногда дается значение к. п. д. при частных загрузках двигателя k_z на 25, 50, 75 и 100%. По этим данным можно построить кривую $\eta = f(k_z)$. Если же указанные данные отсутствуют, то значение к. п. д. при частичной нагрузке можно определить по формуле

$$\eta_x = 1 - (1 - \eta_n)^{\frac{\alpha + x^2}{(\alpha + 1)x}}, \quad (8.25)$$

где $x = \frac{I_{x\text{н}}}{I_{\text{н}}} \approx \frac{P_{z\text{. х}}}{P_{z\text{. н}}}$;

$P_{з. х}$ и $P_{з. н}$ — мощности двигателя при частичной и номинальной нагрузках.

При пользовании формулой (8.25) задаются несколькими частичными нагрузками двигателя, находят значения η_x и $P_{з. х}$, затем строят график зависимости $\eta_x = f(P_{з. х})$, по которому определяют η_x для любого значения нагрузки $P_{вх}$ на валу двигателя. Средние потери мощности за период цикла $t_{ц}$ нагрузки

$$\Delta P_{ср. м} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \Delta P_3 t_3 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_{ц}} \quad (8.26)$$

Величина средних потерь сравнивается с номинальными потерями двигателя

$$\Delta P_{н} = P_{н} \frac{1 - \eta_{н}}{\eta_{н}} \quad (8.27)$$

Правильно выбранный двигатель должен удовлетворять условию

$$\Delta P_{ср. м} \leq \Delta P_{н},$$

При выборе мощности электродвигателя методом средних потерь следует иметь в виду, что формула (8.26) справедлива для двигателей с самовентиляцией, работающих с постоянной скоростью, близкой к номинальной, а также для двигателей с принудительной вентиляцией. При выборе мощности двигателей с самовентиляцией, работающей с переменной скоростью, в (8.26) следует внести поправочные коэффициенты, учитывающие ухудшение охлаждения двигателя в период паузы, пуска и торможения.

С учетом поправочных коэффициентов средние потери

$$\Delta P_{ср. м} = \frac{\Delta P_{п} t_{п} + \Delta P_{у} t_{у} + \Delta P_{т} t_{т}}{\beta t_{п} + t_{у} + \beta t_{т} + \beta_0 t_0}, \quad (8.28)$$

где $\Delta P_{п}$ — потери при пуске двигателя за время $t_{п}$;
 $\Delta P_{у}$ — потери при установившемся режиме за время $t_{у}$;
 $\Delta P_{т}$ — потери при торможении за время $t_{т}$;
 t_0 — время отключения двигателя (паузы);
 $\beta = \frac{1 + \beta_0}{2}$ — коэффициент ухудшения условий охлаждения двигателя при пуске и торможении, когда скорость вращения его изменяется в пределах от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{н}$.

Значение коэффициента β_0 в зависимости от способа вентиляции двигателя можно принять равным:

а) для электродвигателей закрытого типа без охлаждения 0,95 ÷ 0,98; с независимой вентиляцией 0,9 ÷ 1,0; с наружным охлаждением от собственного вентилятора 0,45 ÷ 0,55;

б) для защищенных электродвигателей с самовентиляцией внутренних пространств от собственного вентилятора — 0,25 ÷ 0,35.

При расчете электроприводов часто принимают $\beta_0=0,5$, тогда $\beta = \frac{1+0,5}{2} = 0,75$.

Изложенный метод выбора мощности электродвигателя является наиболее точным. Однако громоздкость расчетов и необходимость построения кривой $\eta_x=f(P)$ ограничивают его применение на практике. Для практических расчетов большое применение получили методы эквивалентных величин: тока, момента и мощности, которые позволяют с достаточной точностью определять мощность электродвигателя, не прибегая к подробному определению потерь в нем.

Метод эквивалентного тока. Метод эквивалентного тока вытекает из метода средних потерь. Известно, что потери в двигателе

$$\Delta P_x = k + v_x = k + RI_x^2, \quad (8.29)$$

где R — активное сопротивление двигателя.

Средние потери в двигателе за цикл

$$\Delta P_{\text{ср. м}} = k + RI_{\text{ср. м}}^2. \quad (8.30)$$

Подставляя (8.30) в (8.26), получим:

$$\Delta P_{\text{ср. м}} = k + RI_{\text{ср. м}}^2 = \frac{(k + RI_1^2) t_1 + \dots + (k + RI_n^2) t_n}{t_{\text{ц}}}. \quad (8.31)$$

Эта формула показывает, что ступенчатый график (рис. 8.5, а) работы с переменной нагрузкой может быть заменен расчетным

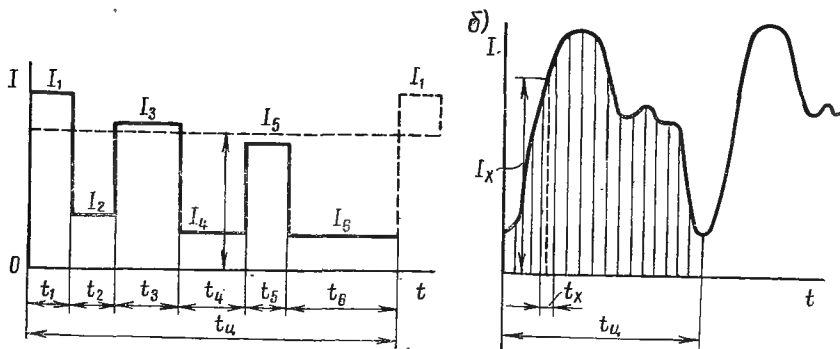


Рис. 8.5. Нагрузочная диаграмма:

а) ступенчатая; б) реальная

значением эквивалентного тока $I_{\text{ср. м}}$, создающего те же средние потери $\Delta P_{\text{ср. м}}$, что и при реальном ступенчатом графике с переменной нагрузкой.

Решая уравнение (8.31) относительно I_3 и выполнив ряд преобразований, получим:

$$I_3 = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_{\Sigma}}} \quad (8.32)$$

Время цикла t_{Σ} включает и время пауз t_0 , если таковые имеются. Правильно выбранный двигатель должен удовлетворять условию $I_n \geq I_3$.

В общем виде график нагрузки является не ступенчатым, а представляется в виде непрерывной функции $I=f(t)$ (рис. 8.5, б). Поэтому правильно выбранный электродвигатель должен удовлетворять условию

$$I_n \geq I_3 = \sqrt{\frac{1}{t_{\Sigma}} \int_0^{t_{\Sigma}} I^2 dt} \quad (8.33)$$

Для выполнения практического расчета необходимо плавную кривую $I=f(t)$ заменить ступенчатой так, чтобы площадь, ограниченная ступенчатым графиком, равнялась площади, ограниченной непрерывной функцией $I=f(t)$.

Для графиков с большими пиками нагрузки рекомендуется заменить реальный график ломаной линией, близкой к реальной кривой. Это позволит уменьшить погрешность в расчете.

В случаях, когда на отдельных участках графика двигатель работает с пониженной скоростью, то так же, как и при расчете по методу средних потерь, необходимо учитывать ухудшение охлаждения двигателя путем введения в расчетную формулу поправочных коэффициентов, определяя время цикла по формуле

$$t_{\Sigma} = \beta t_n + t_y + \beta t_r + \beta_0 t_0 \quad (8.34)$$

Необходимость в расчете кривой $I=f(t)$ для предварительно выбранного двигателя является недостатком метода эквивалентного тока. При выводе расчетной формулы эквивалентного тока предполагалось, что постоянные потери и сопротивление обмотки остаются неизменными, поэтому метод эквивалентного тока можно применять во всех случаях кроме тех, когда необходимо учитывать изменение «постоянных» потерь. Нельзя также применять этот метод для выбора мощности короткозамкнутых электродвигателей с глубокими пазами или двойной клеткой на роторе, потому что сопротивление роторной цепи этих двигателей значительно изменяется при пусках и торможениях. Для них этот метод имеет приближенный характер.

Метод эквивалентного момента. Этот метод можно получить простым преобразованием метода эквивалентного тока. Если $M=k\Phi I$, то при постоянном магнитном потоке $M \equiv I$. Однако это справедливо для электродвигателей постоянного то-

ка с параллельным возбуждением при отсутствии регулирования магнитного потока и приблизительно справедливо для асинхронных двигателей, за исключением пусковых и тормозных режимов короткозамкнутых двигателей, а также для синхронных электродвигателей. Указанная пропорциональность нарушается для двигателей постоянного тока последовательного возбуждения, так как у них $M \cong I^2$. Следовательно, эквивалентный момент:

$$M_9 = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + M_3^2 t_3 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + t_3 + \dots + t_n}}, \quad (8.35)$$

или

$$M_9 = \sqrt{\frac{\int_0^{t_{\text{ц}}} M^2 dt}{t_{\text{ц}}}}.$$

Правильно выбранный двигатель должен удовлетворять условию $M_n \geq M_9$.

Этот метод часто позволяет не выбирать предварительно двигатель, а по заданному графику момента сразу найти эквивалентный момент и по нему выбрать двигатель.

Метод эквивалентной мощности. Если двигатель имеет жесткую механическую характеристику, то $P = \frac{Mn}{9550}$, при $n \approx \text{const}$ можно полагать, что $P \approx kM$. Тогда эквивалентная мощность

$$\left. \begin{aligned} P_9 &= \frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + P_3^2 t_3 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + t_3 + \dots + t_n}, \\ \text{или} \quad P_9 &= \sqrt{\frac{\int_0^{t_{\text{ц}}} P^2 dt}{t_{\text{ц}}}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.36)$$

Мощности P_1, P_2 и т. д. являются мощностями на валу двигателя. Правильно выбранный двигатель должен удовлетворять условию $P_n \geq P_9$. Так как при выводе формул для определения эквивалентной мощности принято, что $n \approx \text{const}$, то применение этого метода еще более ограничено.

§ 8. 5. Выбор мощности

электродвигателя при кратковременном режиме работы

При кратковременном режиме работы могут быть использованы двигатели длительного режима, но рациональнее применять специальные двигатели кратковременного режима.

Перегрев двигателя должен быть равен допустимому в соответствии с классом изоляции двигателя. На рис. 8.6 представлен график мощности и температуры перегрева при кратковременном режиме работы.

На основании уравнения нагревания двигателя можно написать для конца отрезка времени t_k

$$\begin{aligned}\tau_k &= \tau_{y. д}, \\ \tau_k &= \tau_{y. д} = \\ &= \tau_{y. к} \left(1 - e^{-\frac{t_k}{T_n}} \right).\end{aligned}$$

Отсюда

$$\frac{\tau_{y. к}}{\tau_{y. д}} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_k}{T_n}}} = p_{\tau}. \quad (8.37)$$

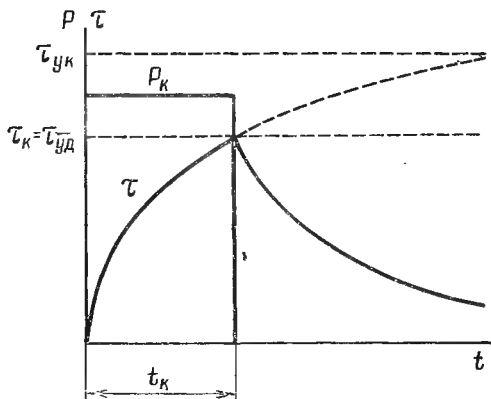


Рис. 8.6. График мощности и температуры при кратковременном режиме работы

Это отношение называется коэффициентом термической перегрузки. Одновременно он равен отношению потерь в электродвигателе при кратковременном режиме работы ΔP_k к потерям при работе в длительном режиме с номинальной нагрузкой ΔP_d :

$$p_{\tau} = \frac{\tau_{y. к}}{\tau_{y. д}} = \frac{\Delta P_k}{\Delta P_d} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_k}{T_n}}}. \quad (8.38)$$

Чтобы определить мощность P_k , которую может развить двигатель длительного режима мощностью P_d при кратковременном режиме, требуется знать *механический коэффициент перегрузки*

$$p_m = \frac{P_k}{P_d}. \quad (8.39)$$

Механический коэффициент перегрузки можно выразить через термический коэффициент перегрузки. Известно, что потери в двигателе

$$\Delta P_d = k + \gamma P_d^2,$$

где γ — коэффициент пропорциональности, тогда

$$p_{\tau} = \frac{\Delta P_k}{\Delta P_d} = \frac{k + \gamma P_k^2}{k + \gamma P_d^2}. \quad (8.40)$$

Разделив числитель и знаменатель на γP_d и имея в виду, что $\gamma P_d^2 = v_n$ и $\frac{k}{v_n} = \alpha$, получим механический коэффициент перегрузки

$$p_m = \sqrt{p_r + \alpha (p_r - 1)}. \quad (8.41)$$

Из (8.39) находим мощность P_k , которую может при кратковременном режиме развить двигатель длительного режима мощностью P_d ,

$$P_k = p_m P_d.$$

При выборе для кратковременного режима работы двигателей из серии, предназначенных для кратковременной работы, следует иметь в виду, что мощность одного и того же двигателя зависит от продолжительности включения. Для этой серии двигателей ГОСТом установлены продолжительности включения 15, 30, 60 и 90 мин. В случае если для кратковременного режима работы выбираются двигатели из серии, предназначенной для повторно-кратковременного режима, то приблизительно можно считать, что продолжительность включения 30 мин соответствует ПВ=15%, 60 мин — ПВ=25%, а 90 мин — ПВ=40%. Когда период работы очень мал ($\frac{t_k}{T_n} \leq 0,1$), мощность или момент двигателя выбирается не по тепловой перегрузке, а по перегрузочной способности $\lambda_m = \frac{M_k}{M_n}$.

Если нагрузочная диаграмма кратковременного режима отличается от прямоугольного (идеального) графика, представленного на рис. 8.6, то реальная нагрузочная диаграмма должна быть заменена эквивалентным по нагреву прямоугольником.

§ 8. 6. Выбор мощности электродвигателя при повторно- кратковременном режиме работы

Метод термического и механического коэффициента перегрузок. Особенность повторно-кратковременного режима состоит в необходимости частых пусков и остановов электродвигателя. Перегрев двигателя колеблется от $\tau_{\min}$ до $\tau_{\max}$, как это видно из графика, изображенного на рис. 8.7.

Для правильного использования электродвигателя по нагреванию требуется, чтобы $\tau_{\max} = \tau_{\text{доп}}$ для класса изоляции обмоток выбранного электродвигателя. Обозначим через $\tau_{\text{уст}}$ перегрев, соответствующий длительной работе с потерями

$\Delta P_{п.к}$ повторно-кратковременного режима, а через $\tau_{\max}$ — перегрев, соответствующий эквивалентному длительному режиму.

Термический коэффициент перегрузки можно определить следующим образом. Принимая во внимание, что $\tau_{уст} = \frac{\Delta P_{п.к}}{A}$ и $\tau_{\max} = \frac{\Delta P_{э.дл}}{A}$, найдем коэффициент термической перегрузки

$$p_T = \frac{\Delta P_{п.к}}{\Delta P_{э.дл}} = \frac{\tau_{уст}}{\tau_{макс}} = \frac{\tau_{уст}}{\tau_{доп}}. \quad (8.42)$$

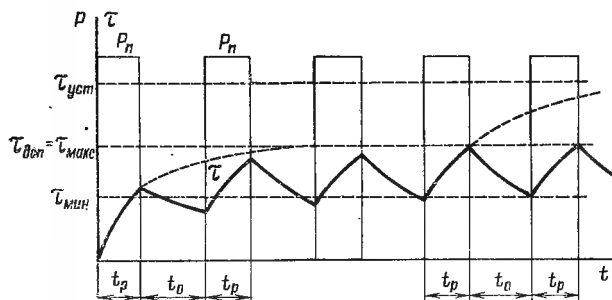


Рис. 8.7. График мощности и температур при повторно-кратковременном режиме работы

За период включения температура перегрева двигателя изменяется по экспоненциальному закону:

$$\tau_{доп} = \tau_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}} \right) + \tau_{мин} e^{-\frac{t_p}{T_n}}. \quad (8.43)$$

Температура в конце паузы t_0 понизится до

$$\tau_{мин} = \tau_{доп} e^{-\frac{t_0}{T_0}}. \quad (8.44)$$

Подставив $\tau_{мин}$ в (8.43), получим:

$$\tau_{доп} = \tau_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}} \right) + \tau_{доп} e^{-\left(\frac{t_p}{T_n} + \frac{t_0}{T_0} \right)}. \quad (8.45)$$

Подставляя $\tau_{уст}$ и $\tau_{доп}$ в (8.42), будем иметь:

$$p_T = \frac{\tau_{уст}}{\tau_{доп}} = \frac{1 - e^{-\left(\frac{t_p}{T_n} + \frac{t_0}{T_0} \right)}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_n}}}. \quad (8.46)$$

$$p_m = \frac{P_n}{P_d},$$

откуда

$$P_d = \frac{P_n}{p_m}.$$

Метод средних потерь. Если за время включения двигателя нагрузка меняется, как это показано на рис. 8.8, то выбор мощности двигателя производится по методу эквивалентных потерь. Формулу средних потерь можно получить, считая, что всего име-

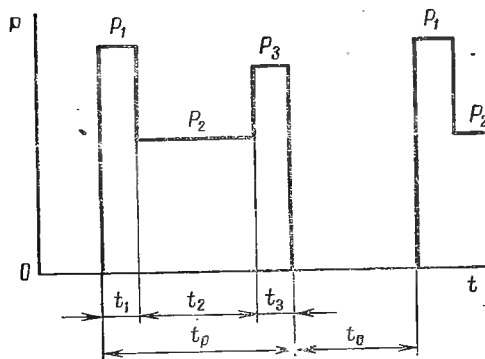


Рис. 8.8. График мощности при повторно-кратковременном режиме с переменной нагрузкой

ется два участка с потерями $\Delta P_1 = \Delta P_n$ и $\Delta P_2 = 0$. При этом следует считать, что $T_{n1} = T_n$, а $T_{n2} = T_0$. Тогда

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_n t_p}{t_p + \frac{T_n}{T_0} t_0} = \frac{\Delta P_n t_p}{t_p + \beta_0 t_0}, \quad (8.47)$$

где $\beta_0 = \frac{T_n}{T_0}$.

Величина β_0 зависит от способа вентиляции и закрытия дви-

гателя. Для электродвигателей с самовентилиацией β_0 мало, а с принудительной вентиляцией близко к единице. Тогда для рис. 8.8 средние потери

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \Delta P_3 t_3}{\frac{1 + \beta_0}{2} t_1 + t_2 + \frac{1 + \beta_0}{2} t_3 + \beta_0 t_0}. \quad (8.48)$$

Для современных двигателей $\beta_0 = 0,25 \div 0,35$. При расчете электроприводов часто принимают $\beta_0 = 0,5$, тогда $\frac{1 + \beta_0}{2} = \frac{1 + 0,5}{2} = 0,75$.

Выбранный двигатель должен удовлетворять условию $\Delta P_{cp} \leq \Delta P_{ном}$.

Выбор мощности двигателей из серии, предназначенных для работы в повторно-кратковременном режиме работы. Специальная серия двигателей для повторно-кратковременного режима рассчитывается на работу при четырех стандартных значениях относительной продолжительности включения ПВ: 15, 25, 40 и 60%. В зависимости от относительной продолжительности

включения такой двигатель может развить большую или меньшую мощность, перегреваясь до предельно-допустимой температуры. Чем меньше продолжительность включения, тем большую мощность может развить двигатель. В технической характеристике таких двигателей приводят величины мощности двигателя для всех четырех значений относительной продолжительности включения.

Для выбора двигателя из серии, предназначенных для повторно-кратковременного режима, необходимо по указанному графику нагрузки определить фактический коэффициент включения и фактическое значение продолжительности включения из формулы

$$\epsilon_{\phi} = \frac{t_p}{t_{\Sigma}} = \frac{t_p}{t_p + t_o}. \quad (8.49)$$

Если фактическая продолжительность включения совпадает со стандартной, то по каталожным данным выбирается двигатель, соответствующий нагрузке. В некоторых случаях за время работы нагрузка меняется. При этом для выбора двигателя по справочным данным следует прежде всего определить эквивалентное значение мощности за время работы t_p , а затем — относительную продолжительность включения. Если она окажется стандартной, то по каталогу выбирают мощность двигателя так, чтобы

$$P_{\text{д. пв ст}} \geq P_9; P_9 = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (8.50)$$

Если же она окажется нестандартной, то необходимо найденное значение эквивалентной мощности пересчитать на ближайшее большее стандартное значение, относительной продолжительности включения. Такой пересчет производится, исходя из равенства потерь энергии действительного и приведенного режимов

$$\Delta P'_9 t'_p = \Delta P_9 t_p,$$

при этом

$$P'_9 = P_9 \sqrt{\frac{\epsilon_{\phi}}{\epsilon_{\text{ст}}} + \frac{k}{\gamma P_9^2} \left(\frac{\epsilon_{\phi}}{\epsilon_{\text{ст}}} - 1 \right)}, \quad (8.51)$$

где P_9 — эквивалентное значение мощности при фактическом коэффициенте включения ϵ_{ϕ} ;

t_p — фактическое время включения;

P_9 — эквивалентная мощность, приведенная к ближайшему большому стандартному значению коэффициента включения $\epsilon_{\text{ст}}$;

t'_p — время работы при $\epsilon_{\text{ст}}$ и времени цикла t_{Σ} , соответствующего действительному режиму работы;

ΔP_9 и $\Delta P'_9$ — потери мощности, соответствующие P_9 и P'_9 .

Можно считать, что $\gamma P_9^2 = v_n$ — номинальные переменные потери при стандартном коэффициенте включения $\epsilon_{ст}$, тогда отношение постоянных потерь к переменным $\frac{k}{\gamma P_9^2} \approx \alpha$ и

$$P'_9 = P_9 \sqrt{\frac{\epsilon_{\phi}}{\epsilon_{ст}} + \alpha \left(\frac{\epsilon_{\phi}}{\epsilon_{ст}} - 1 \right)}. \quad (8.52)$$

Во многих случаях на практике ϵ_{ϕ} мало отличается от $\epsilon_{ст}$, тогда $\epsilon_{\phi}/\epsilon_{ст}$ близко к единице и $P'_9 \approx P_9 \sqrt{\frac{\epsilon_{\phi}}{\epsilon_{ст}}}$.

По полученному значению P'_9 надо выбрать двигатель так, чтобы мощность двигателя при стандартной продолжительности включения

$$P_{ст} \geq P'_9.$$

Выбор мощности двигателя обобщенными методами эквивалентных тока, момента и мощности.

Рассматриваемый метод является пригодным как для длительного, так и для повторно-кратковременного режимов и позволяет непосредственно выбрать двигатель по заданному графику тока, момента или мощности. При этом желательно учесть и изменение условий охлаждения, если в периоды работы двигатель работает с переменной нагрузкой. Предположим, что график тока при повторно - кратковременном режиме с переменной нагрузкой имеет вид, показанный на рис. 8.9. Положим, что за время работы t_1, t_2 и т. д. двигатель вращается с различными ско-

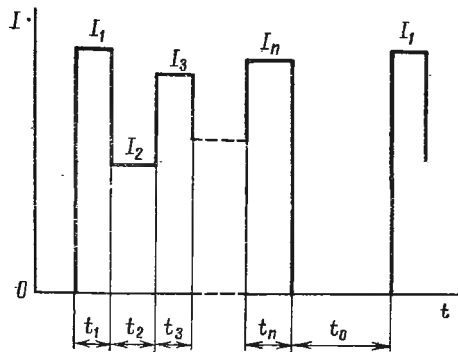


Рис. 8.9. График тока при повторно-кратковременном режиме с переменной нагрузкой

ростями. Для вывода формулы эквивалентного тока воспользуемся формулой эквивалентных потерь. Обозначим отношение $\frac{T_n}{T_{нi}} = \beta_i$. Тогда при наличии паузы средние потери

$$\Delta P_{ср} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 \beta_1 + t_2 \beta_2 + \dots + t_n \beta_n + t_0 \beta_0}. \quad (8.53)$$

Заменяя общие потери постоянными и переменными, будем иметь:

$$k + I_s^2 R = \frac{(k + I_1^2 R) t_1 + (k + I_2^2 R) t_2 + \dots + (k + I_n^2 R) t_n}{t_1 \beta_1 + t_2 \beta_2 + \dots + t_n \beta_n + t_0 \beta_0}. \quad (8.54)$$

Раскрывая скобки и освобождаясь от дробей, получим:

$$\begin{aligned} I_s^2 (t_1 \beta_1 + t_2 \beta_2 + \dots + t_n \beta_n + t_0 \beta_0) - \frac{k}{R} [(1 - \beta_1) t_1 + \\ + (1 - \beta_2) t_2 + \dots + (1 - \beta_n) t_n + \beta_0 t_0] = I_1^2 t_1 + \\ + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n. \end{aligned} \quad (8.55)$$

Преобразуем величину $\frac{k}{R}$, умножив числитель и знаменатель на I_s^2 :

$$\frac{I_s^2 k}{I_s^2 R} \approx I_s^2 \alpha. \quad (8.56)$$

Учитывая, что эквивалентный ток должен быть близок к номинальному току двигателя, можно считать, что $I_s^2 R \approx v_{\text{ном}}$. Заменяем в уравнении значение $\frac{k}{R}$ через $I_s^2 \alpha$ и решим его относительно I_s :

$$\begin{aligned} I_s = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 [\beta_1 - \alpha (1 - \beta_1)] + t_2 [\beta_2 - \alpha (1 - \beta_2)] + \\ + \dots + t_n [\beta_n - \alpha (1 - \beta_n)] + t_0 \beta_0 (1 + \alpha)}} \rightarrow \end{aligned} \quad (8.57)$$

В эту формулу вместо токов можно подставить пропорциональные им значения моментов или мощностей с теми же ограничениями, которые были приняты ранее при выводе формул эквивалентного момента и мощности для длительного режима. Из (8.57) можно получить выражение эквивалентного тока, момента и мощности для любого варианта повторно-кратковременного режима.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ МАШИН ТЕКСТИЛЬНОГО ПРОИЗВОДСТВА

§ 9. 1. Основные требования, предъявляемые к электроприводу машин текстильного производства

К электроприводу текстильных машин предъявляются особые требования в отношении пуска, регулирования скорости, возможности работы при резко меняющейся нагрузке, а также в отношении самоостанова при нарушениях технологического процесса и ряд других.

Текстильные изделия проходят последовательно обработку на прядильных, ткацких и отделочных фабриках.

Прядильное производство состоит из ряда переходов, начиная с разрыхлительно-трепального агрегата и кончая прядильными машинами.

Требования, предъявляемые к электроприводу машин прядильного производства, в основном сводятся к следующему:

1. В машинах разрыхлительно-трепального агрегата хлопчатобумажного производства необходимо обеспечить непрерывное автоматическое поступление хлопка, согласовать работу отдельных машин и предусмотреть автоматический останов предшествующих машин при останове одной из машин агрегата.

2. На кардочесальных шляпочных машинах пусковые условия работы привода весьма тяжелые; электродвигатель должен выдерживать повышенную нагрузку в течение всего времени пуска. Кроме того, необходимо учитывать возможность пуска барабана в обратном направлении при точке и чистке машины.

3. Электропривод гребнечесальных машин характеризуется неравномерной нагрузкой двигателя за один цикл работы, т. е. за один оборот гребенного барабанчика.

4. Лентосоединительные и ленточные машины особых требований к электроприводу не предъявляют.

Общие сведения. Технология прядения разделяет прядельное производство на две основные части: подготовка к прядению и прядение, т. е. получение пряжи из подготовленного полуфабриката.

Подготовка к прядению выполняется машинами разрыхлительно-трепальных отделов, чесальных и ровничных цехов. Прядение всех видов волокон осуществляется на кольцевых прядельных машинах.

Машины и механизмы разрыхлительно-трепальных отделов объединены в общий производственный поток и образуют разрыхлительно-трепальный агрегат. Электропривод машин разрыхлительно-трепального агрегата должен обеспечить блокировку электродвигателей отдельных машин так, чтобы при останове одной из них автоматически останавливались все предыдущие машины, а последующие по ходу технологического процесса продолжали работать.

Продукт с трепальной машины поступает в виде холстов на чесальные машины. На них происходит разделение клочков хлопка на отдельные волокна, расправление волокон, выделение примесей и преобразование холста в ленту. Чесальные машины обладают значительным маховым моментом. Поэтому при пуске машины требуется большой вращающий момент, значительно больший, чем при установившейся скорости. При выборе мощности электродвигателя для привода чесальной машины это обстоятельство необходимо учитывать. Кроме того, электропривод чесальной машины должен быть реверсивный, чтобы обеспечить точку (карды) и очистку игольчатой ленты от примесей и волокон, забившихся между иглами игольчатой ленты, обтягивающей приемный и главный барабаны. К электроприводу ленточных и лентосоединительных машин особые требования не предъявляются. Следует, однако, иметь в виду, что на этих машинах должны быть самоостановы при обрыве ленты.

Электропривод ровничных машин должен обеспечить плавный пуск машины с целью снижения обрывности нитей при разгоне машины. Особое значение имеет электропривод прядельных машин, которые являются наиболее энергоемкими машинами прядельного производства. Они потребляют 50—60% электроэнергии, расходуемой прядельным производством.

Основным требованием, предъявляемым к прядельным машинам, является регулирование скорости, что обеспечивает постоянство натяжения нити при наматывании. Дальнейшая тенденция в развитии прядельного производства состоит в объединении

всего процесса прядения в единый производственный комплекс в виде поточной линии.

Поточные линии являются основным направлением развития прядильного производства. Они определяют новую организационную форму производства, вызывающую, как правило, существенные изменения технологического процесса и новые конструктивные решения машин и механизмов, входящих в поточную линию. Автоматизированный электропривод поточных линий создается с учетом новых условий работы машин и механизмов, связанных производственным потоком, с учетом обеспечения требований нового технологического процесса.

Основные требования, предъявляемые к автоматизированному электроприводу поточных линий в хлопкопрядении. Автоматизированный электропривод поточных линий должен удовлетворять следующим основным требованиям:

1. *Надежность*, так как отказ в работе одного из элементов устройств электропривода и автоматики может повлечь за собой останов всей поточной линии. Для повышения надежности предусматриваются следующие пути:

а) применение элементов управления, выполненных в виде отдельных легко взаимозаменяемых блоков со штеккерными разъемами; простота монтажных схем; применение рациональной системы сигнализации, позволяющей легко найти повреждение и облегчающей эксплуатацию;

б) широкое применение бесконтактных приборов и устройств (индуктивных датчиков, фотодатчиков, полупроводниковых усилителей и т. д.);

в) применение надежной аппаратуры, допускающей большое число включений.

2. *Нечувствительность* схем к изменению напряжения и других величин. Это достигается применением в схемах различного рода стабилизаторов, компенсаторов и других элементов, обеспечивающих устойчивую работу электропривода.

3. *Простота схемных решений*, способствующих нормальным условиям эксплуатации элементов автоматизированного электропривода.

Краткое описание поточной линии в хлопкопрядении. Первый переход поточной линии создается до чесальных машин включительно. Второй переход будет завершать технологический процесс прядения и включать ленточные и прядильные машины с высокой вытяжкой, вырабатывающие пряжу непосредственно из холстиков.

Процессы создания поточной линии в прядении хлопка сопровождаются конструктивными изменениями механизмов и машин, созданием в ряде случаев новых машин и изменением технологического процесса, определяемых комплексной автоматизацией и механизацией прядильного производства.

В первом переходе автоматизированной поточной линии хлопок в кипах поступает в автоматический питатель (АПК), где происходит разборка кип и предварительное смешивание. В автоматическом питателе нижние слои хлопка подвергаются действию вращающихся барабанчиков с редкой колковой гарнитурой. Отобранные клочки хлопка снизу кипы поступают на транспортер и отводятся для дальнейшей обработки. На транспортере происходит предварительное смешивание хлопка, отобранного от всех кип, установленных на АПК. Тележка с кипами осуществляет возвратно-поступательное движение, что обеспечивает равномерный отбор хлопка по длине кипы. После АПК хлопок подвергается последующей обработке на «чистителе-рыхлителе» (ЧР) и горизонтальном рыхлителе (ГР), а затем поступает в смеситель непрерывного действия (СН). В СН хлопок поступает на ленту раскладчика, осуществляющего возвратно-поступательное движение. С ленты хлопок подается на подвижный горизонтальный транспортер, заполняя последний по его длине. Горизонтальный транспортер непрерывно перемещается, все время пододвигая расположенный на нем хлопок к вертикальной игольчатой решетке, забирающей непрерывно хлопок из смесителя. Далее транспортировка осуществляется пневматическим путем в бункере трепальных бесхолстовых машин. Управление частью первого участка поточной линии, включающей машины до распределителя по трепальным машинам, осуществляется средствами релейно-контакторной автоматики с применением фотодатчиков и конечных выключателей, контролирующих уровень хлопка в бункерах и положения механизмов машин. Распределитель хлопка по чесальным машинам состоит из двух симметричных ветвей, из которых каждая рассчитана на питание бункеров шести чесальных бесхолстовых машин. Распределитель включает два трубопровода: хлопковый и воздушный. Подача хлопка от трепальной машины осуществляется попеременно то в первую, то во вторую ветвь. Переключение подачи хлопка с одной ветви на другую осуществляется автоматически при помощи заслонки на распределительном трубопроводе. Интервал переключения равен приблизительно 4—7 сек. В каждой ветви заполнение бункеров всех шести машин осуществляется одновременно. После заполнения бункера до заданного уровня автоматически закрывается заслонка на воздушном трубопроводе из-за того, что не происходит разрежение воздуха в верхней части бункера (вызванное отсосом воздуха по воздушному трубопроводу). В этот бункер хлопок перестает поступать. При заполнении хлопком всех бункеров одной ветви подача хлопка от трепальной машины в эту ветвь прекращается. Уровень хлопка в бункерах чесальных машин контролируется при помощи реле с фотоспротивлениями. Усиление сигнала фото-

датчика осуществлено при помощи полупроводникового усилителя.

Электропривод кольцевых прядильных машин. В процессе прядения натяжение нити не остается постоянным, а изменяется непрерывно за все время наработки съема. Натяжение нити в процессе прядения зависит от ряда причин, причем некоторые из них определяют периодическое и закономерное изменение натяжения по времени прядения. Главные из них — форма баллона, изменяющаяся с изменением высоты початка, и диаметр початка, на котором происходит намотка. Натяжение растет, когда баллон становится меньшим по длине, т. е. более жестким. Натяжение нити будет большим, когда нить наматывается на меньший диаметр початка и меньшим — при наматывании на большой диаметр. Повышенное натяжение возникает также в процессе образования конуса в самом начале съема. Таким образом, процесс прядения сопровождается периодическим изменением натяжения нити. Кроме указанных выше технологических факторов, влияющих на натяжение нити, последнее зависит от многих других причин, например, конструктивных данных машины, скорости вращения веретен, номера и сорта пряжи, состояния машины, качества сборки, вибрации веретен, температуры, влажности помещения и т. д. Натяжение нити находится в прямой связи с обрывностью, т. е. числом обрывов на тысячу веретен в один час. Наибольшая обрывность при прочих равных условиях наблюдается в начале наработки съема. Основной задачей регулирования прядения является уменьшение обрывности путем соответствующего изменения скорости вращения в процессе прядения.

Регулирование прядения должно осуществляться так, чтобы при увеличении натяжения скорость вращения веретен уменьшалась и наоборот. В начале наработки съема во время образования конуса на початке обрывность резко увеличивается. Увеличение обрывности также имеет место и в конце съема, из-за повышения жесткости баллона. Соответствующее снижение скорости в начале и конце съема называется *основным или «базисным» регулированием*.

Для выравнивания натяжения за время наработки одного слоя необходимо изменять скорость вращения веретен во время каждого подъема и опускания кольцевой планки, т. е. осуществлять так называемое *«послойное» регулирование*.

Таким образом, если исходить из изложенных выше положений, обоснованных теорией прядения, можно увеличить производительность прядильной машины за счет некоторого повышения средней скорости за съем при регулировании скорости. Это оказывается возможным благодаря тому, что наибольшая обрывность в начале и конце съема будет резко снижена базисным регулированием скорости прядения. Пики натяжения за время

намотки каждого слоя могут быть сняты послойным регулированием. Все это теоретически могло бы увеличить производительность на 10—15%. Однако осуществление базисного и послойного регулирования связано с применением более сложных приводных устройств и увеличением из-за этого стоимости машины.

Технико-экономический анализ эффективности применения регулируемого привода прядильных машин, проделанный на базе данных длительной эксплуатации таких приводов на текстильных предприятиях, определил технико-экономическую эффективность применения приводов с базисным и послойным регулированием скорости прядения на прядильных машинах для шерсти и только с одним базисным регулированием на прядильных машинах для хлопка.

Электропривод прядильных машин для шерсти с коллекторным электродвигателем трехфазного тока. Электропривод прядильных машин с коллекторным двигателем был первым автоматизированным приводом, удовлетворяющим в основном требованиям автоматического регулирования прядения (базисного и послойного).

Регулирование скорости вращения двигателя осуществляется специальным механизмом-регулятором прядения, перемещающим траверзы со щетками симметрично относительно нейтральной оси.

Программное регулирование скорости прядения (базисное и послойное) в приводе прядильной машины от коллекторного трехфазного двигателя осуществляется при помощи специального механического устройства — *регулятора прядения*.

Регулятор прядения представляет собой механизм, преобразовывающий движение кольцевой планки в перемещение траверз со щетками коллектора. В существующих конструкциях регуляторов прядения это преобразование осуществляется при помощи механизмов, суммирующих перемещение кольцевой планки, получаемое от храпикового и эксцентрикового валов прядильной машины.

Для обеспечения требуемого изменения скорости прядения, приближающегося к идеализированному, необходимо, чтобы скорость машины менялась по заданному закону. Закон изменения скорости прядения должен обеспечить процесс прядения с постоянным натяжением нитей.

Для преобразования движения указанных выше механизмов машины в перемещение щеток коллекторного двигателя регулятор прядения имеет два эксцентрика: один для послойного регулирования, получающий движение от вала прядильного эксцентрика, и другой для базового регулирования, вращаемый от храповика прядильной машины через гибкий вал. Вращательное движение базового и послойного эксцентриков при помощи рычагов и роликов, скользящих по эксцентрикам, преобразуется

в возвратно-поступательное движение рычагов в вертикальной плоскости.

Амплитуда возвратно-поступательного движения рычагов может регулироваться при наладке регулятора изменением плеча рычагов базисного и послыдного регулирования.

Возвратно-поступательное движение рычагов базисного и послыдного регулирования суммируется при помощи цепи, связанной с механизмом щеток коллекторного двигателя.

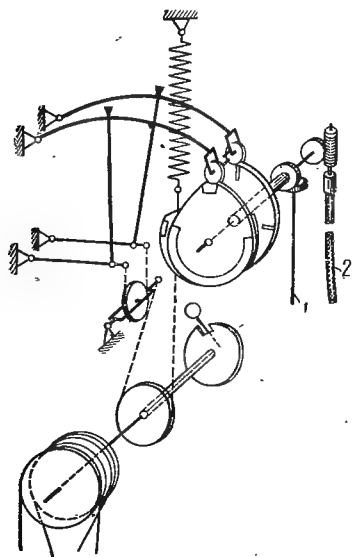


Рис. 9.1. Кинематическая схема регулятора прядения

Кинематическая схема регулятора прядения показана на рис. 9.1.

Несмотря на положительные качества коллекторных двигателей, а именно: возможность плавного регулирования скорости с малыми потерями в значительных пределах; жесткость механической характеристики, удовлетворяющей требованиям привода текстильных машин; высокие энергетические показатели ($\cos\varphi=0,82\div0,84$; к. п. д.— 0,8 для номинальной нагрузки), привод машин с этими двигателями имеет ряд недостатков. К основным из них следует отнести:

1. Сложность узла коммутации. Вследствие наличия трансформаторной э. д. с. коллектор обычно выполняется из большого числа пластин, поэтому щетки приходится выполнять тонкими и длинными. Кроме того, траверзы со щетками делаются подвижными для перемещения последних по коллектору при регулировании скорости. Все это усложняет и удорожает узел коммутации.

2. Трудность решения задачи охлаждения, вследствие того, что основное тепло выделяется в роторе и теплоотвод через внешнюю поверхность двигателя становится малоэффективным. Поэтому коллекторные двигатели в приводах прядильных машин выполняются с принудительным охлаждением, с подводом охлаждающего воздуха и отводом нагретого по специальным воздухопроводам. Привод прядильных машин с коллекторными двигателями имеет относительно большие габариты, что не дает возможность встроить их в машину, а при установке рядом с машиной габариты помещения должны быть больше.

Электропривод прядильной машины для шерсти с двигателем постоянного тока. Принципиальная схема привода с двигателем

постоянного тока показана на рис. 9.2. Система предусматривает регулирование двигателя постоянного тока, питаемого от сети трехфазного тока через дроссель с подмагничиванием и вентили (кремниевые диоды). Изменение скорости двигателя осуществляется изменением тока в обмотке управления дросселя насыщения 4 и, следовательно, изменением напряжения на выходе

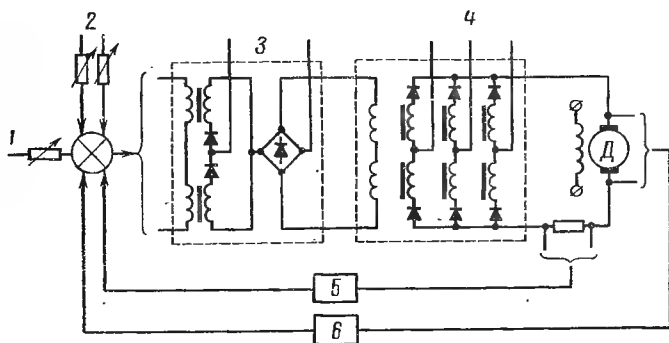


Рис. 9.2. Принципиальная схема электропривода прядильной машины для шерсти с двигателем постоянного тока

узла дроссель — выпрямитель. Изменение тока подмагничивания в обмотках управления дросселя для базисного и послыйного регулирования осуществляется автоматически от датчиков (сигнал 2). Схемой предусматривается обратная связь 5 по току и 6 по напряжению двигателя. Схематически датчики базисного и послыйного регулирования показаны на рис. 9.3. В качестве

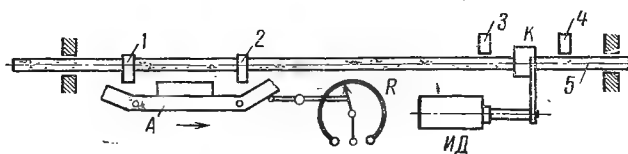


Рис. 9.3. Схема датчиков базисного и послыйного регулирования скорости прядильной машины для шерсти в приводе от двигателя постоянного тока

датчика базисного регулирования применен потенциометр R , а в качестве датчика послыйного регулирования — индукционный датчик ИД. Оба датчика приводятся в движение посредством кулачков 1—4, расположенных на управляющем штоке 5, который механически связан с кольцевой планкой. Рукоятка потенциометра R получает движение от кулачка 1 через рычаг A при движении штока слева направо, что соответствует постепенному подъему кольцевой планки. В течение времени наработки сьема

будет перемещаться и рычаг потенциометра. Это перемещение будет иметь место во время начала и конца наработки съема, т. е. при нажатии на рычаг правым и левым коленом штока. Когда нарабатывается цилиндрическая часть початка, рычаг потенциометра остается неподвижным. Кулачок 2 служит для возвращения датчика базисного регулирования в исходное положение после окончания наработки съема. Послойное регулирование осуществляется при помощи индукционного датчика ИД. Сердечник индукционного датчика перемещается внутри катушки при помощи кольца К, укрепленного на скользящей посадке на том же управляющем штоке. Движение кольца, связанного механически с сердечником индукционного датчика, ограничено упорами, закрепленными неподвижно, и при движении кольцевой планки за время съема кольцо, сидящее на управляющем штоке (благодаря скользящей посадке), будет ограничено в своем движении в необходимых пределах. Электрические импульсы датчиков базисного и послойного регулирования суммируются в магнитном усилителе 3. В такой системе принципиально возможно осуществить обратную связь по току и скорости двигателя.

Управление электроприводом чесальных машин. К схеме управления электроприводом чесальных машин предъявляются следующие требования: а) электродвигатель должен развивать большой вращающий момент при пуске в ход в случае сравнительно небольшой мощности двигателя; б) периодическое реверсирование машины; в) автоматический останов при нарушениях технологического режима с сигнализацией обслуживающему персоналу о причине останова машины.

На рис. 9.4 представлена схема управления чесальной машиной. Рассмотрим сначала назначение элементов схемы. Универсальный переключатель УП предназначен для реверсирования машины. Так как реверсирование требуется редко, применен не реверсивный магнитный пускатель, а переключатель.

Чтобы обеспечить досточный пусковой момент при небольшой мощности двигателя, нужно пускать двигатель вхолостую и затем к вращающемуся двигателю присоединять машину, так как вращающийся двигатель может развить больший момент, чем при пуске из неподвижного состояния. Для этого в привод машины введена фрикционная муфта с управлением от электромагнита ЭМ. Если в обмотку электромагнита ЭМ подается ток, то магнит оттягивает пружину, муфта соединяет вал машины с валом двигателя и рабочие органы машины начинают вращаться. Если же электромагнит обесточивается, то пружина разъединяет обе половины муфты.

Для автоматического останова машины при нарушениях технологического процесса в схему введены контакты ТК-1, ТК-2, ТК-3, которые при заправке машины размыкаются, а при нару-

шении процесса замыкаются. Контакты включены на напряжение 12 в.

Для пуска машины в ход нужно повернуть ручку универсального переключателя влево. Это вызовет замыкание контактов 1УП и 3УП и к двигателю будет подведено напряжение с тем же порядком чередования фаз, что и в сети. Заправка машины вызывает размыкание технологических контактов и отключение реле РП-1 и РП-2. Затем включают рубильник Р-1. В схему управления подается напряжение, об этом сигнализирует зажигание зеленой лампы ЛЗ. Одновременно зажигаются и лампы освещения камеры угаров. После этого нажимают кнопку П-1.

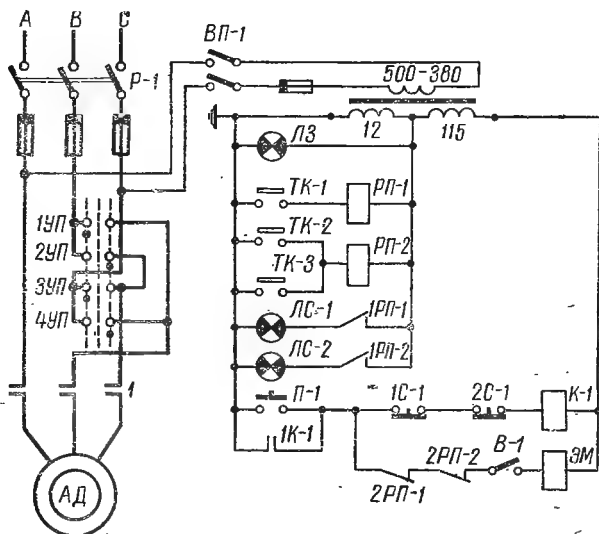


Рис. 9.4. Схема управления электроприводом чесальной машины

Включается катушка К-1 магнитного пускателя, двигатель присоединяется к сети и разгоняется вхолостую, так как электромагнит ЭМ пока отключен. При пуске замыкается блок-контакт 1К-1, шунтирующий пусковую кнопку, которую можно отпустить. Теперь можно пускать в ход чесальную машину. Для этого включают выключатель В-1. В обмотку электромагнита ЭМ поступает ток, обе части муфты соединяются и рабочие органы машины начинают вращаться.

Чтобы остановить машину, не выключая двигатель АД, нужно отключить выключатель В-1. Цепь электромагнита ЭМ будет разомкнута и муфта отсоединит вал машины от вала двигателя, продолжающего вращаться. Если нужно остановить машину с двигателем, нажимают на кнопки 1С-1 или 2С-1. Это вызывает

выключение магнитного пускателя и останов двигателя вместе с машиной. Одновременно нужно отключить выключатель В-1, иначе цепь электромагнита ЭМ остается замкнутой и двигатель будет пущен в ход вместе с рабочей машиной, что нежелательно.

При нарушениях технологического процесса необходимо остановить машину, а двигатель может продолжать вращаться. Схема предусматривает эту возможность. Так, при сходе холста холстовой прутко замыкает контакт ТК-1, что вызывает включение реле РП-1, которое размыкает контакт 2РП-1 и отключает электромагнит ЭМ. Одновременно реле замыкает контакт 1РП-1, и зажигается сигнальная лампа ЛС-1. При обрыве лент или чрезмерном утолщении холста замыкаются контакты ТК-2 или ТК-3. Это вызывает включение реле РП-2, которое замыкает контакт 1РП-2 (зажигается сигнальная лампа ЛС-2) и размыкает контакт 2РП-2; в результате чего отключается электромагнит ЭМ и чесальная машина останавливается. Зажигание сигнальных ламп позволяет обслуживающему персоналу узнать о причине останова и быстро принять необходимые меры.

Управление электроприводом прядильных машин. На прядильных машинах ровница превращается в пряжу, проходя через вытяжной прибор и крутильно-наматывающий механизм.

В процессе наматывания натяжение пряжи резко колеблется. Максимальное натяжение пряжи имеет при наматывании на малый диаметр. Поэтому прядильную машину лучше пускать в ход на небольшой скорости, чтобы избежать обрывности пряжи. При наматывании на большой диаметр натяжение пряжи уменьшается. Для увеличения производительности машины необходимо изменять скорость веретен в соответствии с изменением натяжения пряжи. При послойном регулировании по мере увеличения диаметра намотки скорость веретен постепенно увеличивается. При послойном регулировании скорость веретен изменяется в зависимости от положения кольцевой планки. Однако непрерывное регулирование скорости веретен трудно осуществить, так как быстро вращающиеся веретена (10 000—13 000 об/мин) своей инерцией препятствуют изменению скорости. Поэтому на машинах для прядения хлопка, как отмечалось ранее, имеется только базисное регулирование скорости при помощи регулятора прядения.

После окончания процесса намотки машина должна сама автоматически останавливаться или должен быть подан сигнал об окончании намотки. На ограждениях опасных мест необходимо применять блокировку, обеспечивающую безопасность работы обслуживающего персонала. Управлять кольцевой прядильной машиной можно из одного пункта.

В последние годы для автоматической очистки машин от пуха применяют подвижные пухообдуватели, а для улавливания

мычки — пневматические устройства. Приводы этих устройств с приводом машины не связаны.

На рис. 9.5 представлена схема управления электроприводом кольцевой прядильной машины без регулирования скорости. Машиной можно управлять из одного пункта. В схему введены три контакта блокировки безопасности: *КББ-1* ÷ *КББ-3*. Пуск осуществляется нажатием на кнопку *П-1*. Для автоматического останова машины при наработке сѐма в схему введен технологический контакт с одним замыкающим *1ТК* и одним размыкающим *2ТК* контактами. При заправке машины контакт *2ТК* замыкается и находится в таком положении до тех пор, пока диаметр

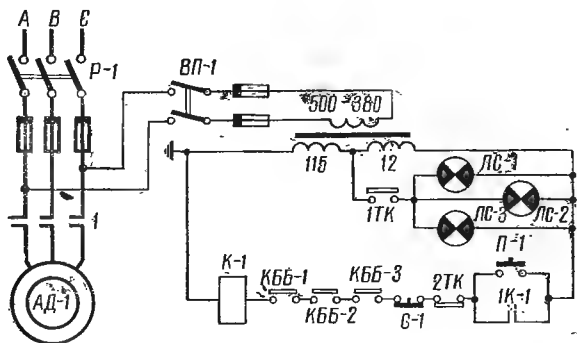


Рис. 9.5. Схема управления электроприводом кольцевой прядильной машины без регулирования скорости

намотки не достигает заданной величины. Тогда этот контакт размыкается и разрывает цепь катушки *К-1* контактора, размыкаются главные контакты *1* в силовой цепи двигателя и машина останавливается. Контакт *1ТК* в это время замыкается и включает сигнальные лампы.

На рис. 9.6 представлена схема управления электроприводом прядильной машины с автоматическим регулированием скорости веретен. Электродвигатель *АД-1* мощностью 7 квт приводит машину в движение. Двигатель *АД-2* мощностью 125 вт предназначен для базисного регулирования скорости. Включается он через реверсивные контакторы 2 и 3. Вращаясь в одном направлении, он увеличивает скорость веретен; вращаясь в обратном направлении, он уменьшает их скорость. Двигатель *АД-2* действует на механизм базисного регулирования и на контакты *КУ-1* и *КУ-2*, которые он периодически замыкает и размыкает. При замыкании контакта *КУ-1* включается магнитный пускатель *К-2* через замкнутый блок-контакт *2К-3* и переключатель *П*, который в это время переводится планкой в нижнее положение. Двигатель *АД-2* начинает вращаться, и механизм базисного регулирования

увеличивает скорость веретен. Переключатель Π теперь размыкается, но двигатель продолжает работать, так как цепь катушки $K-2$ остается замкнутой через контакт $2K-2$. К концу хода планки контакт $KУ-1$ размыкается, контакт $KУ-2$ замыкается и переключатель Π переводится планкой в верхнее положение. При этом магнитный пускатель $K-2$ отключается, так как цепь его катушки разомкнута, и включается магнитный пускатель $K-3$.

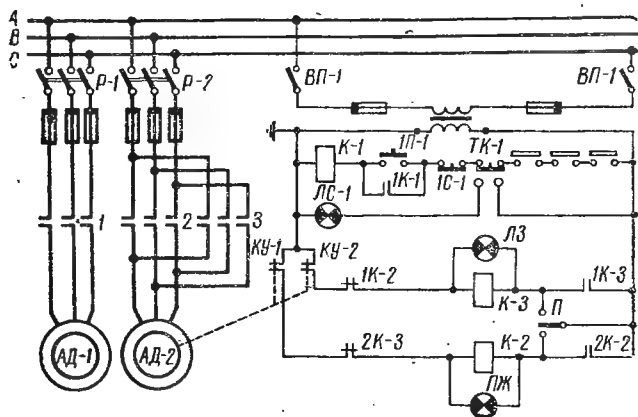


Рис. 9.6. Схема управления электроприводом прядильной машины с автоматическим регулированием скорости веретен

Двигатель АД-2 начинает вращаться в обратном направлении, скорость веретен уменьшается и т. д. При уменьшении скорости веретен загорается зеленая сигнальная лампа $ЛЗ$, а при увеличении скорости загорается желтая сигнальная лампа $ЛЖ$.

При наработке сбега размыкаются верхние технологические контакты $ТК-1$, что приводит к останову машины и загорается красная сигнальная лампа $ЛС-1$. Описанная схема обеспечивает автоматический останов машины при наработке сбега и подачу светового сигнала.

§ 9.3. Электропривод машин ткацкого производства

Пряжа, полученная с прядильных машин и намотанная в пакетки различной формы, должна быть перемотана в пакетки определенной формы и размеров. Кроме того, ей необходимо придать свойства, обеспечивающие дальнейшую переработку в ткацком производстве. Эти процессы для уточной и основной пряжи протекают по-разному. Уточную пряжу наматывают на уточные шпули или специальные деревянные патроны, которые

закладываются в челноки ткацких станков. Если уточная пряжа поступает на таких паковках, которые непосредственно могут быть помещены в челноки, то специальная перемотка отпадает. Если же уточная пряжа поступает в мотках или бобиных, то ее перематывают на уточные шпули. Перемотка производится на уточномотальных машинах или уточномотальными автоматами. При этой перемотке должна быть обеспечена постоянная величина натяжения нити на протяжении всего процесса перемотки. Современные автоматы это требование выполняют посредством механизмов, встроенных в машину. Основная пряжа проходит более длительную подготовку. Сначала ее перематывают на основомотальных машинах в бобины, которые удобны для дальнейших операций. При этом устраняется часть пороков пряжи. Затем основную пряжу с бобин перематывают на сновальные валики. На каждый сновальный валик навивают определенное количество нитей определенной длины. Эта операция выполняется сновальными машинами. В хлопчатобумажном производстве обычно применяют партионную сновку, которая состоит в том, что на сновальный валик навивают только лишь часть нитей, которые необходимы для основы на ткацком станке. Полное количество нитей основы получается путем намотки на ткацкий навой нитей с нескольких сновальных валиков.

После сновки основная пряжа проходит шлихтование на шлихтовальных машинах. Цель шлихтования двоякая. Во-первых, создать для ткацкого станка вполне определенную паковку, т. е. ткацкий навой формы этой паковки должен быть строго цилиндрический, нити на навое должны быть расположены параллельно друг другу, плотность намотки должна быть одинаковой, как по ширине, так и диаметру. Во-вторых, задача шлихтования состоит в том, чтобы создать на ее поверхности износостойчивую пленку, благодаря чему нити становятся более гладкими. Это оказывается крайне необходимым, так как нити основной пряжи на ткацком станке подвергаются значительному трению и переменным натяжениям, что может привести к обрывам нитей.

К электроприводу мотальных и сновальных машин предъявляются следующие требования: а) плавное регулирование скорости в широких пределах наряду с точным сохранением заданной скорости; б) плавный пуск машины и автоматический быстрый останов при обрывах нити; в) создание постоянной величины натяжения нитей в течение всего технологического процесса; г) сигнализация места обрыва нити на сновальных машинах, имея в виду большое количество нитей.

Электропривод мотальных машин. На мотальных машинах осуществляется перемотка основной пряжи с початков цилиндрической мотки, полученных на прядильных машинах, на конические бобины с крестовой намоткой. Для образования ткацкого

новая пряжа с конической бобины перематывается на сновальные валики на сновальных машинах и переходит в дальнейшую обработку на шлихтовальных машинах, где и образуется ткацкий навой.

При перемотке на мотальных машинах требуется работа двигателя с переменной скоростью, чтобы обеспечить необходимую по технологии раскладку нити при намотке бобины. Изменение скорости должно осуществляться в пределах $1,1 : 1,0$ с частотой от 19 до 38 раз в минуту.

Такое непрерывное изменение скорости мотки может быть осуществлено при помощи механических вариаторов или электрическим способом путем изменения скорости вращения приводного двигателя с помощью электропрерывателя КУ. В отечественных мотальных машинах изменение скорости приводного двигателя осуществляется импульсным регулированием при помощи контактного прерывателя, периодически разрывающего две фазы цепи, питающей статор двигателя.

В настоящее время на ткацких фабриках часто применяют мотальные машины М-150, работающие со скоростью от 500 до 800 м/мин. Мотальная машина состоит из секций, в каждой из которых по 20 мотальных барабанчиков. Нить, сматываемая с початка, проходит через дисковый натяжной прибор, щель контрольно-очистительного прибора, крючок самоостанова, щель мотального барабанчика и наматывается на бумажный патрон, надетый на веретено.

Скорость мотальных барабанчиков нужно периодически изменять, чтобы обеспечить правильную намотку бобин. Мотальные барабанчики играют роль нитеводителя и наматывающего устройства. При обрыве нити или сходе ее с початка бобина останавливается специальным механизмом автоматического останова бобин, входящим в конструкцию самой машины. Поэтому в схеме управления мотальной машины электроостанова нет.

Сигнализация об окончании намотки механическая. При окончании намотки начинает вращаться металлическое кольцо, за которое задевает полная бобина. Порожние шпули удаляются горизонтальным транспортом, проходящим в нижней части машины. К схеме управления электроприводом мотальной машины предъявляются следующие требования. Необходимо обеспечить периодически изменяющуюся (с частотой 19,8 раз в минуту) скорость вращения мотальных барабанчиков. При пуске машины в ход сначала должен начать вращаться основной электродвигатель, приводящий машину в движение. Регулирование скорости веретен не требуется.

Схема управления электроприводом мотальной машины дана на рис. 9.7.

Для останова машины нажимают на кнопку С-1. Она размыкает цепь катушки К-1 магнитного пускателя 1, который отклю-

чает двигатели АД-2 и АД-3, хотя их магнитные пускатели включены. Для выключения магнитных пускателей нужно нажать кнопки С-2 и С-3. Если кнопки не были нажаты, а для пуска машины нажата кнопка П-1, то это может привести к одновременному пуску всех электродвигателей машины и потреблению из сети большого пускового тока. Такие токи нежелательны, поэтому, останавливая машину, нужно нажать на все кнопки (С-1, С-2 и С-3).

Мотальная машина М-150 имеет ряд недостатков: малую скорость намотки, отсутствие автоматического отсоса пуха и др.

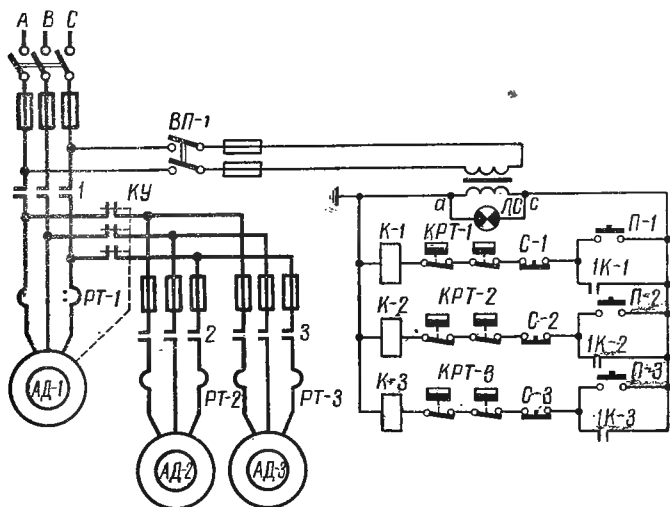


Рис. 9.7. Схема управления электроприводом мотальной машины

Схема высокоскоростной мотальной машины показана на рис. 9.8. Мотальные валики с встроенными двигателями от Д-1 до Д-50 получают питание от преобразователя частоты ПЧ. Вращение ротора преобразователя частоты осуществляется от асинхронного короткозамкнутого двигателя ГД (гонного двигателя) через вариатор. Пуск гонного двигателя производится при помощи реверсивного контактора К-1А и К-1В. Управление мотальными валиками осуществляется контакторами КВ-1—КВ-50.

Высокоскоростная мотальная машина ММ-150 характеризуется новым конструктивным решением основных механизмов. Привод мотальных валиков индивидуальный со встроенным электродвигателем. Статор двигателя с обмоткой, питаемой от сети трехфазного тока, расположен на неподвижной оси двигателя. В подшипниках вращается цилиндрический ротор с короткозамкнутой обмоткой. На роторе, представляющем собой

внешнюю часть Двигателя, насажен пластмассовый цилиндр с прорезями, служащими для раскладки нити при намотке на бобину.

Число оборотов электровалика 1420 в мин, мощность около 80 вт. Питание электроваликов предусмотрено от сети напряжением 80—120 в. Требование технологического процесса — обеспечить установочное регулирование скорости. Это осуществляется изменением частоты тока, питающего цепь с электроваликами.

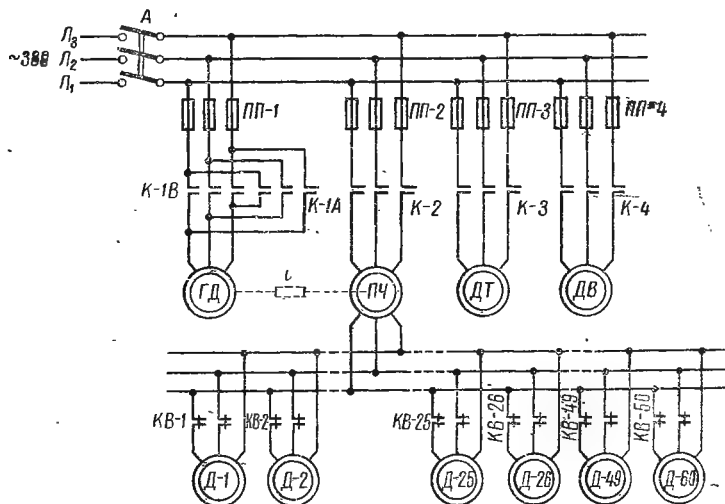


Рис. 9.8. Схема электропривода высокоскоростной мотальной машины

Для преобразования частоты установлен асинхронный преобразователь частоты ПЧ. Изменяя число оборотов ротора асинхронного преобразователя при помощи редуктора, можно изменить частоту в пределах 36—63 гц. Для электропривода вентилятора предусмотрен двигатель ДВ, а для транспортера — двигатель ДТ.

Электропривод сновальных машин. На сновальных машинах пряжа перематывается с бобин на сновальные валики с целью подготовки пряжи к последующей операции — шлихтованию. Привод сновального валика осуществляется от фрикционного барабана, вращаемого с постоянной скоростью. С ростом диаметра сновального валика линейная скорость сновки остается постоянной, так как вращение передается сновальному валику через соприкасающиеся поверхности фрикционного барабана и сновального валика.

Технологическая схема сновальной машины представлена на рис. 9.9, а. Бобины устанавливаются на шпулярнике машины. Число бобин должно быть равно числу нитей на ткацком навое б.

Нити с бобин 1 на шпулярнике проходят по пруткам 2 и 3 и далее направляются в раздвижной рядок 4, который равномерно распределяет их по ширине сновального валика. Затем нити огибают мерильный валик 5, который они вращают. Мерильный

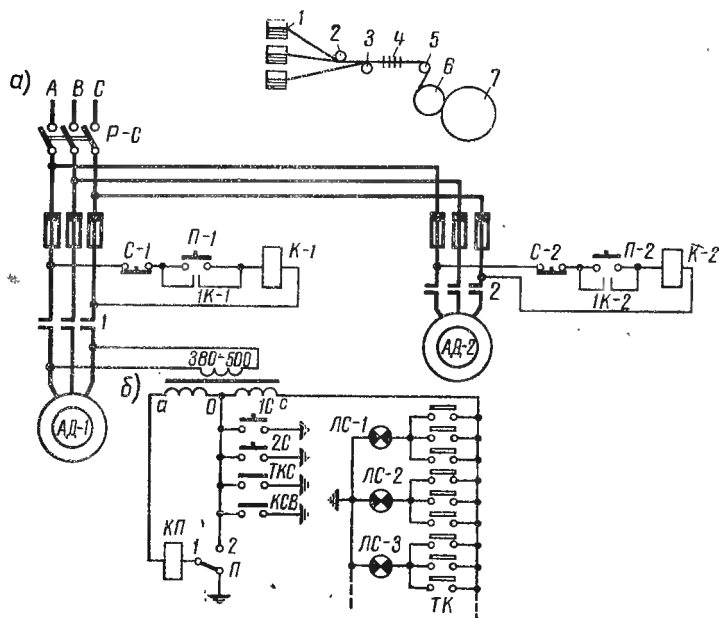


Рис. 9.9. Схема управления электроприводом сновальной машины:

а) технологическая схема; б) схема управления

валик связан со счетчиком метража, измеряющим длину нитей на сновальном валике.

Сновальный валик приводится в движение барабаном 7 силой трения. Барабан же приводится в движение фрикционной дисковой муфтой. Фрикционную муфту включают при помощи педали, на которую нажимает работница. Главный вал машины приводит в движение электродвигатель через клиноременную передачу.

Намотка имеет цилиндрическую форму, плотность намотки постоянна. Скорость сновки должна быть наибольшей при постоянном натяжении нитей. Машина автоматически останавливается при обрыве нити. Так как число нитей велико, работница обычно затрачивает много времени на поиски оборванной нити. Чтобы сократить время, необходимое для отыскания оборванной нити, нужно обеспечить сигнализацию, указывающую место

обрыва нити на машине. Машина автоматически останавливается также при наработке основы определенной длины. Останов машины должен происходить быстро.

Привод сновального валика осуществляется непосредственно регулируемым двигателем. В этом случае скорость двигателя изменится, но скорость сновки остается постоянной. Такой привод сновального валика является более прогрессивным, так как позволяет вести сновку с большой скоростью.

Привод сновальных машин, кроме вращения сновального валика, обеспечивает: а) останов сновальной машины при обрыве хотя бы одной нити с интенсивным торможением сновального валика; б) сигнализацию обрыва нити.

Аппаратура и механизмы автоматизированного останова должны иметь возможно малое время, затрачиваемое на срабатывание схемы и подачи импульса на торможение. В противном случае в скоростных сновальных машинах возникает заматывание оборванного конца нити на сновальном валике.

Для уменьшения времени срабатывания в электрической схеме должно быть предусмотрено срабатывание исполнительного реле от первого кратковременного импульса технологического контакта, контролирующего целостность нити. При падении технологического крючка некоторое время имеет место прерывистый контакт (вибрация крючка) и только спустя 0,3—0,5 сек устанавливается полный контакт. Для обеспечения срабатывания схемы при первом контактировании технологического контакта возможно применение триггерных схем.

Управление электроприводом сновальных машин. Схема управления электроприводом сновальной машины представлена на рис. 9.9, б. Втягивающая катушка *K-1* магнитного пускателя включена на рабочее напряжение сети, технологические контакты *ТК* — на напряжение 24 в. Машиной управляют с одного места. Для пуска машины нажимают на кнопку *П-1*. Контактная катушка *K-1* магнитного пускателя срабатывает и включает электродвигатель *АД-1*. Чтобы остановить машину вручную, нужно нажать на кнопку *С-1*. При обрыве нити замыкается соответствующий технологический контакт *ТК*. Образуется замкнутая цепь: вывод *с* — технологический контакт — сигнальная лампа группы технологических контактов, в которой находится оборвавшаяся нить, — земля — контакт переключателя *П* — катушка переключателя (электромагнита) *КП*, действующая на тормоз, — вывод трансформатора *а*. Электромагнит *КП* включается, и машина останавливается. Контакт *П* при этом автоматически переключается на контакт 2, поэтому сигнальные лампы *ЛС* горят при напряжении 12 в, а не 24 в, как раньше. Это удлиняет срок службы ламп. После ликвидации обрыва все технологические контакты размыкаются и сигнальные лампы гаснут.

Когда заданная длина основы получена, замыкается контакт *ТКС* счетчика метража. Образуется цепь: вывод *О* — *ТКС* — земля — контакт *1* переключателя *П* — *КП* — вывод *а*. Катушка *КП* срабатывает и машина останавливается. При съеме сновального валика замыкается контакт *КСВ*, что также вызывает включение катушки *КП*. Поэтому нажатие на кнопку *П-1* не может вызвать пуска машины до тех пор, пока механизм съема не будет приведен в рабочее положение.

Электродвигатель *АД-2* приводит в движение вентилятор для обдува рядка. Он включается и останавливается независимо от сновальной машины. Схема, приведенная на рис. 9.9, б, имеет некоторые недостатки, например ложную сигнализацию, т. е. сигнальные лампы зажигаются не только при обрыве нитей, но и при их значительном провисании во время останова машины, когда контактные крючки замыкают цепи ламп. Для устранения этого недостатка была предложена схема автоматического останова и сигнализации с применением тиратронов с холодным катодом (рис. 9.10).

Контактные крючки, которые поддерживаются в поднятом положении натянутой нитью, при обрыве нити падают и замыкают цепь управляющей сетки тиратрона: плюс выпрямителя *ВС* — *1РП* — крючок — *1ТК* — *R₂* — тиратрон *ТХ-1* — *КСТ* — минус выпрямителя. На сетку подается более высокий потенциал, чем на катод тиратрона, а так как на тиратрон уже подано анодное напряжение, он мгновенно зажигается. Анодный ток тиратрона проходит по цепи: плюс выпрямителя *ВС* — *R₁* — *ТХ-1* — *КСТ* — минус выпрямителя. Этот ток создает в сопротивлении падение напряжения, которое усиливается электронным усилителем *ЭУ* и вызывает мгновенное срабатывание реле *РП*. Реле *РП* размыкает контакт *1РП* и отключает от питания управляющие сетки остальных тиратронов, в группах которых не было обрыва нити.

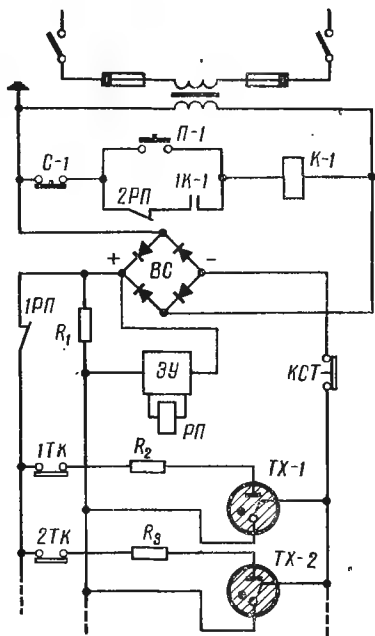


Рис. 9.10. Схема автоматического останова сновальной машины с использованием тиратронов с холодным катодом

Если при останове машины произойдет провисание нитей и контактные крючки упадут, то это не вызовет зажигания других тиратронов. Таким образом, в этой схеме работает только тот тиратрон, в группе которого оборвалась нить. Машина останавливается, когда контакт *2РП* разрывает цепь катушки *К-1* магнитного пускателя электродвигателя машины.

Чтобы погасить работающий тиратрон после ликвидации обрыва, нужно нажать на кнопку *КСТ*, что вызовет разрыв анодных цепей всех тиратронов.

Электропривод шлихтовальных машин. На шлихтовальных машинах нити основы пропитываются специальным клеящим раствором и высушиваются. При этом поверхность нитей получается гладкой и скользкой, что уменьшает обрывность на ткацких станках. На рис. 9.11 представлена технологическая схема шлихтовальной машины.

Нити сматываются со сновальных валиков *1* (см. рис. 9.11) тянущими валиками *2* и проходят через корыто со шлихтой *3*.

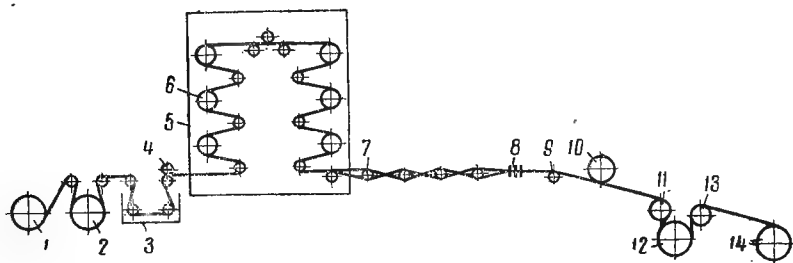


Рис. 9.11. Принципиальная схема шлихтовальной машины

Излишек шлихты отжимается отжимными валиками *4*. Затем нити основы проходят через сушильную камеру *5*, в которой передвигаются ведущими роликами *6*. В сушильной камере нити основы высушиваются горячим воздухом, нагреваемым в паровых калориферах и циркулируемым в камере. На шлихтовальных машинах барабанного типа нити основы проходят по поверхности барабанов, нагреваемых паром. Для ускорения процесса сушки в настоящее время применяют способ продувания нитей основы горячим воздухом. Струя воздуха из сопел направляется перпендикулярно к плоскости нитей основы. После сушки нужно разделить склеившиеся между собой нити и распределить их равномерно по ширине навоя. Разделение нитей производится ценовыми прутками *7*, а их распределение по ширине навоя — раздвижными рядками *8*. Затем нити проходят по направляющему валику *9* через мерильный валик *10*, грудной вал *12* и наматы-

ваются на ткацкий навой 14. Движение основы на участке от сушильной камеры до навоя происходит за счет натяжения, создаваемого навоем. Прижимные валики 11 и 13 прижимают нити к поверхности грудного вала для увеличения угла охвата.

К схеме управления шлихтовальной машиной предъявляются большие требования. Натяжение нитей на всех участках должно быть одинаковым и находиться в заданных пределах. Эта задача осложняется тем, что мокрые и сухие нити основы вытягиваются по-разному даже при одной и той же силе натяжения. Разгон машины происходит постепенно, т. е. пуск машины должен быть очень плавным, а ее скорость — наибольшей. По мере увеличения диаметра намотки скорость вращения навоя уменьшается, что обеспечивает постоянную величину натяжения нитей и создает равномерную плотность намотки на навое. Перед пуском машины основу предварительно натягивают, чтобы избежать запутывания нитей. Заправляют машину на минимальной скорости. Машина автоматически останавливается при наработке основы заданной длины. Машиной управляют из нескольких мест. Необходима также блокировка безопасности. Уровень шлихты в корыте и ее температура должны быть постоянными. Основу нужно высушивать до постоянной заданной влажности.

Управление электроприводом шлихтовальных машин. Наиболее рациональной схемой управления шлихтовальными машинами в настоящее время является модернизированная схема машины ШКУ-140, представленная на рис. 9.12. Электропривод шлихтовальной машины ШКУ-140 осуществляется по системе Г—Д.

Рассмотрим назначение основных элементов схемы управления. Электродвигатель АД-1 приводит в движение генератор постоянного тока Г-1, двигатель АД-2 — вытяжной вентилятор клеевого корыта, а двигатели АД-3 и АД-4 — циркуляционные вентиляторы сушильной камеры. Для этих механизмов регулировка скорости не требуется, поэтому двигатели асинхронные, трехфазного тока. Мажорный вал машины должен вращаться с различной скоростью — от минимальной заправочной до максимальной рабочей. Поэтому для его привода взят двигатель постоянного тока Д-1, который получает питание от генератора Г-1. Изменяя напряжение генератора Г-1, можно плавно и в широких пределах изменять скорость двигателя Д-1 и, следовательно, скорость шлихтовальной машины. Для вращения навоя применяют двигатель постоянного тока последовательного возбуждения Д-2. Выбор типа этого двигателя объясняется следующими соображениями. При увеличении нагрузки двигателя, что происходит с увеличением диаметра намотки, скорость двигателя последовательного возбуждения уменьшается, в то время как скорость двигателя параллельного возбуждения в этом случае остается постоянной. Кроме того, двигатель Д-2 питается от

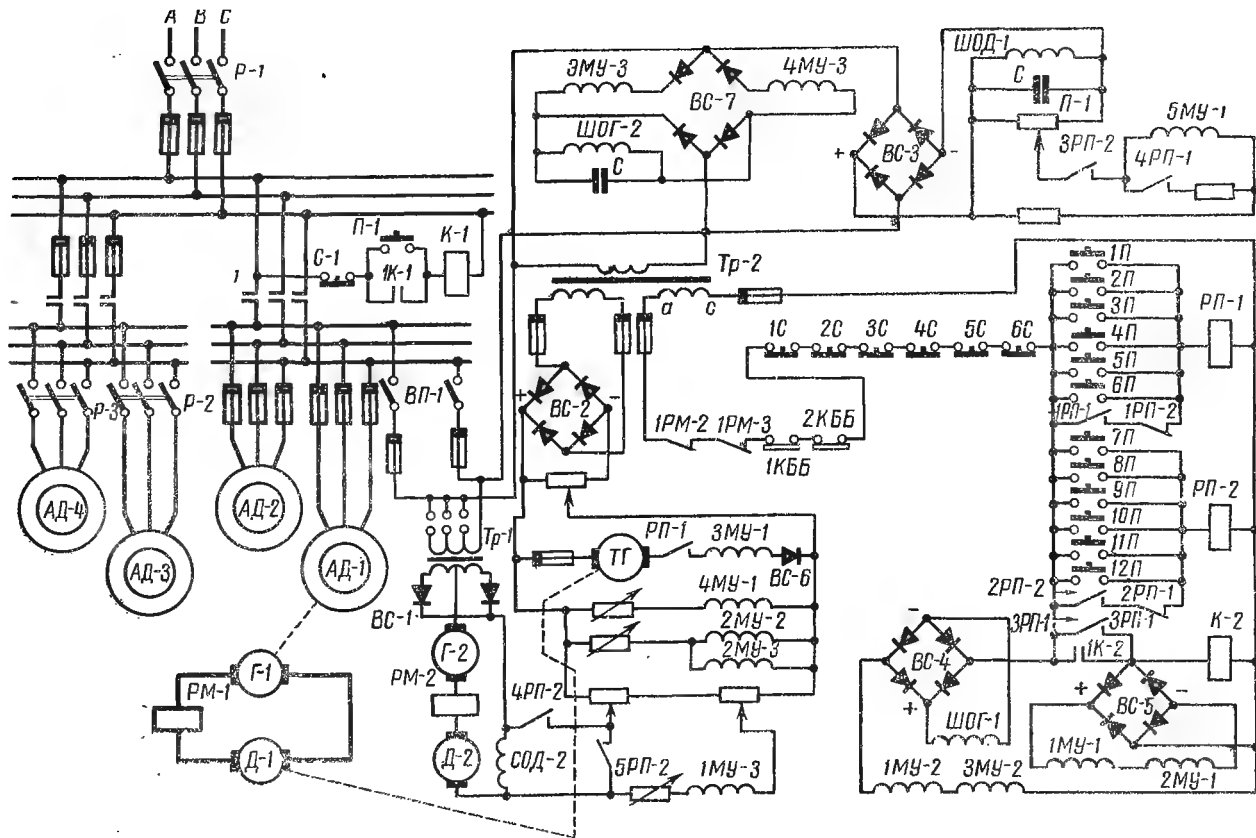


Рис. 9.12. Схема управления электроприводом шлихтовальной машины ШКУ-140

специального генератора Г-2, имеющего мягкую внешнюю характеристику. Это значит, что с увеличением нагрузки генератора, т. е. с увеличением диаметра памочки, происходит снижение напряжения генератора, что приводит к дополнительному снижению скорости двигателя и навоя. Таким образом, обеспечивается очень плавное изменение скорости навоя.

Генератор Г-2 получает выпрямленный ток от селенового выпрямителя ВС-1, присоединенного к трансформатору ТР-1. Первичная обмотка трансформатора состоит из нескольких секций. Присоединяя к сети различное количество секций, можно изменять в широких пределах вторичное напряжение, подводимое к генератору Г-2. Таким образом, производится *установочное регулирование скорости*, имеющее ступенчатый характер. Чтобы получить плавное регулирование напряжения обоих генераторов, в схему вводят магнитные усилители МУ-1, МУ-2 и МУ-3. Обмотки подмагничивания этих усилителей питаются выпрямленным током от селеновых выпрямителей. Обмотка возбуждения ШОГ-1 генератора Г-1 присоединена к магнитному усилителю МУ-2 и получает выпрямленный ток от выпрямителя ВС-4. При малой заправочной скорости напряжение генератора Г-1 мало. Чтобы обеспечить устойчивую работу при таком напряжении, применяют обратную связь, которая осуществляется тахогенератором ТГ. Напряжение тахогенератора введено в обмотку магнитного усилителя ЗМУ-1. Тахогенератор получает движение от мажорного вала машины. Если скорость машины уменьшается, то напряжение тахогенератора падает, и обмотка ЗМУ-1 вызывает соответствующее увеличение напряжения генератора Г-1, а при увеличении скорости мажорного вала напряжение генератора соответственно снижается. Скорость машины становится устойчивой, несмотря на малое напряжение генератора Г-1.

Обмотку 5МУ-1 используют для получения рабочей скорости машины. Величину рабочей скорости устанавливают потенциометром П-1.

Для получения очень плавного изменения скорости навоя в больших пределах использована отрицательная обратная связь в обмотке возбуждения генератора Г-2, питающего двигатель Д-2. Отрицательную обратную связь выполняют следующим образом. Обмотку 1МУ-3 магнитного усилителя МУ-3, который используется для обратной связи, присоединяют параллельно обмотке возбуждения СОД-2 двигателя Д-2. Как известно, ток возбуждения двигателя последовательного возбуждения равен рабочему току. При увеличении нагрузки двигателя Д-2 ток в обмотке СОД-2 увеличивается. Следовательно, увеличивается и падение напряжения, вызываемое током в обмотке СОД-2. Это падение напряжения подводится к обмотке 1МУ-3 магнитного усилителя и вызывает соответствующее снижение напряжения, получаемого от генератора Г-2. С понижением подводимого к двигателю

напряжения уменьшается скорость двигателя *Д-2* дополнительно к тому уменьшению его скорости, которое было уже рассмотрено. Как видно из схемы, основное внимание обращено на обеспечение плавности изменения скорости навоя с увеличением диаметра намотки, причем изменение скорости происходит автоматически очень плавно и в больших пределах.

Рассмотрим последовательность операций для пуска шлихтовальной машины на заправочной скорости. При включении рубильника *Р-1* подается напряжение на шины щита управления машиной. Если нажать на кнопку *П-1*, то включается магнитный пускатель *К-1*, пускаются в ход двигатель *АД-1* и двигатель вытяжного вентилятора *АД-2*. Чтобы подать напряжение в схему управления, нужно включить пакетный выключатель *ВП-1*. Чтобы избежать спутывания нитей, необходимо натянуть основу. Для этого включают соответствующую секцию первичной обмотки трансформатора *Тр-1*. Начинает работать селеновый выпрямитель *ВС-1*, давая небольшое напряжение, и селеновый выпрямитель *ВС-7*, подавая выпрямленный ток в обмотку возбуждения *ШОГ-2* генератора *Г-2*. Генератор подает небольшое напряжение и двигатель *Д-2* начинает очень медленно вращать навои, выбирая слабины основы. Теперь можно пускать машину. Для этого нажимают одну из кнопок *1П ÷ 6П*. Если ограждения машины закрыты, образуется цепь: вывод *а* обмотки трансформатора *Тр-2 — 1РМ-2 — 1РМ-3 — 1КББ — 2КББ — от 1С до 6С — одна из кнопок 1П — 6П — реле РП-1 — вывод с трансформатора Тр-2*. Реле *РП-1* включается и контактом *1РП-1* шунтирует пусковые кнопки, а контактом *3РП-1* включает ток в катушку *К-2* магнитного пускателя *К-2*. Магнитный пускатель *К-2* включается и пускает в ход двигатели *АД-3* и *АД-4* циркуляционных вентиляторов сушильной камеры, если включены рубильники *Р-2* и *Р-3*. Выпрямители *ВС-4* и *ВС-5* питают током обмотки магнитных усилителей *1МУ-1* и *1МУ-2*, а также *1МУ-2* и *3МУ-2*. Генератор *Г-1* возбуждается и двигатель *Д-1* начинает вращать мажорный вал машины с небольшой скоростью. Контакт *2РП-1* при включении реле размыкается, что обеспечивает отключение реле *РП-2* от трансформатора *Тр-2*. Контакт *3РП-2* этого реле размыкается и обмотка *5МУ-1*, дающая увеличение скорости машины, отключается от питания. Контакт *4РП-2* также размыкается и отключает обмотку *1МУ-3* в цепи обратной связи генератора *Г-2*. При небольшом напряжении генератора обратная связь не нужна, так как при увеличении нагрузки напряжение генератора и без обратной связи значительно снижается, что обеспечивает небольшую скорость навоя.

После заправки машину переводят на работу с большой скоростью. Для этого нажимают на одну из кнопок *7П-12П*, при этом включается реле *РП-2*, которое замыкает контакт *3РП-2* и присоединяет к трансформатору *Тр-1* обмотку *5МУ-1*. Напря-

жение генератора Г-1 увеличивается и двигатель Д-1 начинает вращаться с большой скоростью. Замыкание контакта 4РП-2 и размыкание 5РП-2 вызывает присоединение обмотки 1МУ-3 в цепи обратной связи генератора Г-2. Шлихтовальная машина переходит на рабочий режим работы.

§ 9. 4. Электропривод ткацких станков

Основная масса тканей вырабатывается на плоских челночных ткацких станках. Скорость ткацких станков ограничена 230—240 ударами в минуту. Дальнейшее увеличение скорости ограничивается условиями динамики, пульсирующей нагрузкой, определяемой возвратно-поступательным движением батана. В энергетическом отношении ткацкий станок представляет собой сложный механизм, характеризующийся резко переменной и ударной нагрузкой, а в некоторых случаях — знакопеременной нагрузкой, в результате чего механическая характеристика ткацкого станка выражается аналитически сложной функцией. Характерный пульсирующий закон изменения нагрузки челночного ткацкого станка естественно ставит особые требования к приводному электродвигателю. В приводах с пульсирующей нагрузкой как общая задача ставится требование уменьшения пульсации. Потери энергии при неравномерной нагрузке вызывают перегрев двигателя даже при недогрузках по средней мощности, потребляемой станком.

Для уменьшения пульсации тока двигателя ткацкого станка возможны два направления: первое — увеличение момента инерции, второе — увеличение скольжения двигателя. Увеличение момента инерции возможно установкой дополнительного маховика на валу двигателя. Во втором случае при увеличении скольжения двигателя кинетическая энергия, запасенная в роторе двигателя в периоды пик, отдается механизмам ткацкого станка.

Учитывая сказанное для быстроходных челночных ткацких станков, отличающихся большой неравномерностью нагрузки, целесообразно применять двигатели с синхронной скоростью 1500 об/мин. Пуск ткацкого станка осуществляется при помощи фрикционной муфты и работающего двигателя. Это обеспечивает возможность использования запаса кинетической энергии в работе для первой прокидки челнока, так как время проскальзывания фрикционной муфты ничтожно. Все массовые ткацкие станки выпускаются с механизмом автоматической смены шпуль.

Требования, предъявляемые к электроприводу ткацких станков. Особенностью ткацких станков, как это следует из

предыдущего, является периодическое резкое колебание мощности, потребляемой станком, причем период изменения соответствует одному обороту вала станка. Мощность, потребляемая станком, расходуется на трение в подшипниках, преодоление сопротивлений при поступательно-возвратном движении батана и сообщение движения челноку.

Следующая особенность ткацких станков заключается в том, что первый и последующий удары батана, прибивающего уточную нить к опушке ткани, должны быть одинаково сильны, иначе на ткани будет замечен каждый останов ткацкого станка. Весь процесс пуска станка в ход должен заканчиваться не более чем за половину оборота вала. Так как вращающийся электродвигатель может развивать больший вращающий момент, чем двигатель, который пускают в ход из неподвижного состояния, в привод ткацких станков вводят фрикционные муфты. Двигатель пускают в ход при расцепленной муфте, т. е. вхолостую, а затем производится сцепление муфты. Двигатель легко развивает необходимый вращающий момент. При обрыве нити муфта автоматически расцепляется, а двигатель продолжает вращаться, чтобы сразу после устранения обрыва обеспечить нужную величину вращающего момента.

Ткацкие станки должны останавливаться быстро, поэтому их снабжают быстродействующим тормозом, иногда с электромагнитным управлением. Для быстрого останова вместо механических уточных вилок применяют электрические щупы, вместо обычных ламельных приборов электрические основонаблюдатели.

Управление электроприводом ткацких станков. На рис. 9.13 представлена схема управления автоматическим ткацким станком типа АТ-120-5М. В приводе этих станков имеется фрикционная муфта, которая сцепляется при включении тока в обмотку

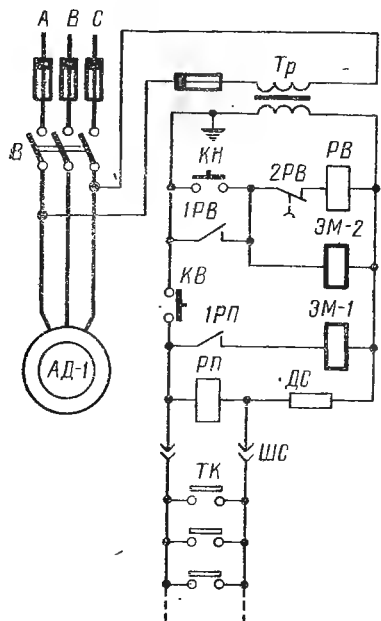


Рис. 9.13. Схема управления электроприводом автоматического ткацкого станка типа АТ-120-5М

электромагнита ЭМ-1 и расцепляется пружиной при выключении тока. Станки АТ-120-5М имеют быстродействующий колодочный тормоз, электрический основонаблюдатель с четырьмя рейками и механизм смены уточных шпуль (ящичный на

160 шпуль или барабанный на 28 гнезд). Вместо точной механической вилочки можно применять электрический щуп. Электродвигатель станка включается и выключается выключателем *В*, на который нажимают при каждом пуске и останове электродвигателя. Схему управления включают на пониженное напряжение через трансформатор *Тр*, так как в ней применены технологические контакты *ТК* основонаблюдателя, которые берут руками. Контакт *КВ* замыкается рукояткой станка при ее переводе в рабочее положение. При положении рукоятки, соответствующем холостому ходу, контакт *КВ* разомкнут. Контакт *КН* применен для управления механизмом ножниц, обрезающих нити. Электромагнит *ЭМ-2* приводит в действие ножницы. Реле времени *РВ* определяет длительность рабочего хода ножниц. Штепсельный разъем *ШС* (соединение) служит для присоединения к схеме управления системы контактов основонаблюдателя. Технологические контакты *ТК* основонаблюдателя размыкаются при заправке станка и замыкаются при обрывах нитей основы. *ЭМ-1* — электромагнит сцепления фрикционной муфты привода, *РП* — электромагнитное промежуточное реле, управляющее работой электромагнита муфты.

Перед пуском рукоятку станка нужно поставить в положение холостого хода. Это вызовет размыкание контакта *КВ* и отключение всей нижней части схемы. Штепсельные разъемы должны быть замкнуты. При заправке станка размыкаются все контакты *ТК*. Для пуска электродвигателя замыкается выключатель *В*. Электродвигатель присоединяется к сети и в верхнюю часть схемы управления подается напряжение. Электродвигатель начинает вращаться, а станок еще стоит, так как фрикционная муфта расцеплена. Для пуска станка в ход переводят рукоятку в рабочее положение, при этом контакты *КВ* замыкаются. Через катушку электромагнитного реле *РП* начинает проходить ток и оно, сработав, замыкает контакт *1РП*. В результате этого включается электромагнит *ЭМ-1*, который сцепляет фрикционную муфту. Станок начинает работать. Чтобы остановить станок, не останавливая двигатель, переводят рукоятку в положение холостого хода. В этом случае контакт *КВ* размыкается, реле *РП* отключается, контакт *1РП* размыкается и отключает электромагнит *ЭМ-1*. Пружины расцепляют муфту и станок останавливается. Электродвигатель продолжает работать вхолостую. Если нужно остановить станок вместе с электродвигателем, то размыкают выключатель *В*, который отключает от сети электродвигатель и всю схему управления. Двигатель и станок останавливаются. Одновременно отключается реле *РП* и электромагнит *ЭМ-1*, размыкается контакт *1РП* и пружины расцепляют муфту. Схема приходит в исходное положение.

При обрыве во время работы одной или нескольких нитей основы замыкаются соответствующие контакты *ТК* основонаблю-

дателя. Сопротивление контактов *ТК* во много раз меньше сопротивления катушки реле *РП*, поэтому ток начинает проходить через замкнувшиеся контакты *ТК*, а не через реле *РП*. Реле *РП* размыкает контакт *1РП* и отключает электромагнит *ЭМ-1*. Фрикционная муфта расцепляется, станок останавливается, а двигатель продолжает вращаться вхолостую. Перед ликвидацией обрыва нити нужно перевести рукоятку станка в положение холостого хода, чтобы разомкнуть контакт *КВ*. Если рукоятка остается в рабочем положении (т. е. контакт *КВ* будет замкнут), то после ликвидации обрыва, когда контакты *ТК* будут разомкнуты, реле *РП* включится, что вызовет автоматическое сцепление фрикционной муфты и самопроизвольный пуск станка.

При замыкании контакта *КН* включается реле времени *РВ* через свой нормально-замкнутый контакт *2РВ*. Реле времени замыкает контакт *1РВ*, шунтируя этим контакт *КН*, который можно отпустить. Одновременно включается электромагнит *ЭМ-2* ножниц. Через заданное время, в течение которого ножницы отрезают нить, реле *РВ* размыкает контакты *2РВ* и *1РВ* и отключает электромагнит *ЭМ-2* ножниц.

§ 9. 5. Электропривод машин отделочного производства

Суровые ткани, выработанные на ткацких фабриках, подвергаются на отделочных фабриках механической и химической обработке. Оборудование отделочных фабрик отличается большим разнообразием. Отделочное производство включает в себя оборудование для: а) обработки поверхности тканей; б) химической подготовки: отварки, отбели и мерсеризации тканей; в) крашения и промывки тканей; г) печатания тканей; д) сушки тканей; е) заключительной отделки тканей.

Кроме основного оборудования, на отделочных фабриках имеются вспомогательные устройства и установки для приготовления растворов различных солей и красителей, загусток, аппретов, а также оборудование для гравирования печатных валов. Машины, применяемые в отделочном производстве, весьма разнообразны как по принципу действия, так и в конструктивном отношении. Поэтому к автоматизированному электроприводу и к схемам управления предъявляются весьма различные требования. Многие машины отделочного производства нуждаются как в ступенчатом, так и в плавном регулировании скорости в широких пределах.

Скорость машин отделочного производства необходимо регулировать, чтобы согласовать скорости различных машин, через которые проходит ткань, во избежание ее обрывов или, наоборот, образования излишка материала между машинами, что

вызывает образование петель, узлов и затрудняет отделку. Во избежание этого машины отделочного производства нуждаются в регулируемом электроприводе, а также в применении различных компенсаторов ткани, начиная от роликовых и кончая сапожковыми.

Электропривод отделочных агрегатов, поточных линий и отдельных машин. По функциональным признакам и схемным решениям электроприводы отделочных фабрик можно подразделить на следующие две основные группы:

1) электроприводы отделочных агрегатов и поточных линий;

2) автоматизированные электроприводы отдельных машин по характеру выполняемых операций, не входящих в состав агрегатов и поточных линий (например, красильные машины периодического действия).

Создание поточных линий в отделочном производстве так же, как и в прядении, является главным направлением технического прогресса. В отделочном производстве большинство машин представляет собой проходные машины непрерывного действия, обработка ткани в которых производится с относительно большими скоростями (от 60 м/мин и выше). Полуфабрикат поступает в отделочные машины непрерывно в виде сшитых между собой кусков ткани. Это в большинстве случаев создает предпосылки для организации технологического процесса в виде непрерывного производственного потока. В тех случаях когда технологический процесс ставит требование обеспечить возможность относительно длительного воздействия химических реактивов на ткань, в поточной линии или агрегате применяются компенсаторы. Компенсаторы представляют собою значительную емкость, и ткань находится в компенсаторе требуемое по технологии время. В настоящее время большинство отделочных операций выполняются при обработке ткани на поточных линиях.

Основными отделочными операциями, выполняемыми на агрегированных машинах и поточных линиях, являются отбеливание тканей, крашение и печатание.

Технологический процесс отделки тканей на агрегированных машинах и механизмах, а также на поточных линиях ставит перед автоматизированным приводом ряд задач.

Подрегулирование скорости отдельных машин и секций агрегатов и поточных линий, обеспечивающее поддержание равномерного в большинстве случаев минимального натяжения ткани между секциями. Натяжение ткани может изменяться в результате изменения усадки ткани при обработке ее в смежной секции или по другим причинам.

Установочное регулирование скорости, вызываемое необходимостью изменять скорость всего агрегата или поточной линии в целом. Это может иметь место при изменении

сорта ткани, некоторых параметров технологического процесса, состояния машин и других причин.

Кроме этих основных требований, перед автоматизированным приводом ставятся дополнительные частные задачи, например требование выполнять заданную последовательность пуска двигателей и т. д.

Для обеспечения установочного регулирования и одновременного подрегулирования скорости отдельных секций во многих случаях применяется привод с двигателями постоянного тока.

Наиболее часто встречается схема привода с питанием якорных цепей по системе генератор — двигатель. Установочное регулирование осуществляется изменением напряжения якорных цепей приводных двигателей. Подрегулирование скорости отдельных секций осуществляется изменением потока возбуждения приводных двигателей, осуществляемого при помощи роликовых компенсаторов, с которыми механически связаны регулировочные (шунтовые) реостаты этих двигателей. При изменении натяжения ткани между секциями изменяется положение роликового компенсатора, а следовательно, и положение рукоятки реостата,

механически с ним связанного. Привод реостата в цепи возбуждения двигателя постоянного тока от роликового компенсатора схематически показан на рис. 9.14.

Привод по системе Г—Д широко применяется в отделочном производстве. Он обеспечивает возможность регулирования скорости в пределах 6:1 и подрегулирование в небольших пределах скорости отдельных двигателей изменением потока возбуждения.

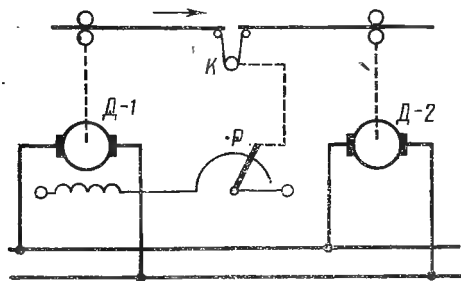


Рис. 9.14. Схема привода реостата в цепи возбуждения двигателя постоянного тока от роликового компенсатора:

Д1 и Д2 — двигатели постоянного тока; К — компенсатор роликовый; Р — реостат в цепи возбуждения двигателя

Многодвигательный электропривод с двигателями постоянного тока, питаемый от сети трехфазного тока через твердые выпрямители. Принципиальная схема электропривода с вольтодобавочными трансформаторами показана на рис. 9.15. Приводные двигатели постоянного тока питаются от сети переменного тока через выпрямители (селеновые или кремниевые). Подрегулирование скорости отдельных двигателей осуществляется изменением напряжения в цепи якоря при помощи вольтодобавочных (бустер) трансформаторов БТ-1, БТ-2 и БТ-3. Вольтодобавочные трансформаторы — трансформаторы с подмагничиванием.

Магнитная цепь трансформатора состоит из двух частей. Каждая из этих частей аналогична магнитопроводу однофазного трансформатора броневого типа. Обе части магнитопровода связаны между собой магнитной цепью. На обеих частях намотаны первичная и вторичная обмотки. Обмотка управления

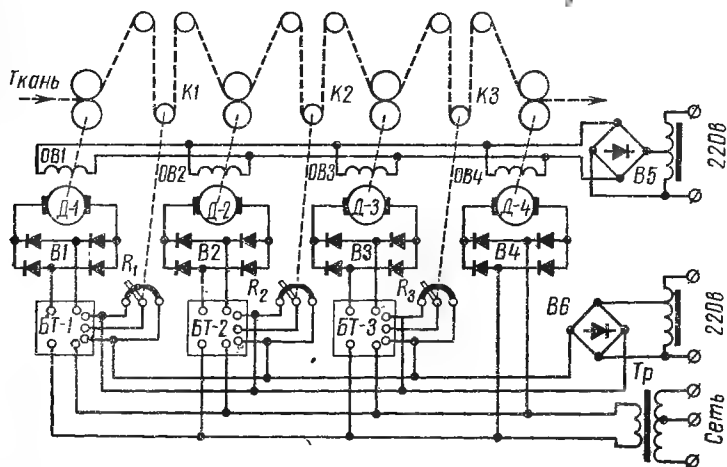


Рис. 9.15. Принципиальная схема электропривода с вольтодобавочными трансформаторами

охватывает каждую часть магнитопровода. Ток в каждой из обмоток управления (U_1 и U_2) (рис. 9.16) будет зависеть от положения рукоятки потенциометра R , приводимой в движение от роликового компенсатора. Если ползунок потенциометра находится в правой части сопротивления, то ток в первой обмотке управления U_1 будет меньше, чем в обмотке U_2 в той части вольтодобавочного трансформатора, которая обозначена T_1 на схеме. Вторичная обмотка намотана согласно и наведенная в ней э. д. с. увеличивает подведенное напряжение. В части трансформатора, обозначенной через T_2 , наоборот, вторичная обмотка уменьшает напряжение, подведенное к двигателю, так как ее э. д. с. направлена встречно.

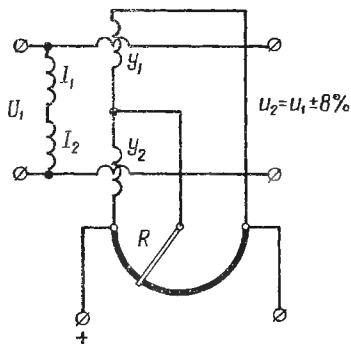


Рис. 9.16. Схема включения обмоток управления вольтодобавочного трансформатора

Если ползунок потенциометра находится в правой части, ток в обмотке U_1 и, следовательно, постоянная составляющая магнитного потока Φ_{y1} сердечника, на котором размещена обмотка U_1 , будет относительно небольшим. В обмотке U_2 ток относительно больше. Поэтому больше и постоянная составляющая потока Φ_{y2} . Следствием этого будет различие в величинах э. д. с., наводимых во вторичной обмотке T_1 и T_2 . Э. д. с. E_1 , наведенная во вторичной обмотке T_1 , будет по абсолютной величине больше э. д. с. E_2 , наведенной в T_2 , так как магнитопровод последней насыщен. Э. д. с. E_1 имеет знак плюс, а E_2 — минус, поэтому напряжение на выходе вольтодобавочного трансформатора выше подведенного от сети. При перемещении рукоятки потенциометра в левую часть сопротивления напряжение на выходе вольтодобавочного трансформатора будет ниже подведенного от сети. Подрегулирование скорости приводных двигателей отдельных секций отделочных агрегатов в многодвигательных приводах с вольтодобавочными трансформаторами осуществляется автоматически. Перемещение подвижного ролика одного из компенсаторов K вызывает изменение положения рукоятки одного из потенциометров R и, следовательно, изменение напряжения на клеммах якоря приводного двигателя. Установочное регулирование скорости в этой системе осуществляется изменением напряжения сети трехфазного тока при помощи автотрансформатора, потенциал-регулятора или дросселя насыщения. В качестве датчика вместо потенциометра можно применить индуктивный датчик трансформаторного типа с поворотным ротором.

Управление электроприводом центрифуг. На центрифугах удаляют влагу из волокна, пряжи и ткани. Процесс удаления влаги на центрифугах является предварительным. Окончательно влагу удаляют на сушильных машинах.

Центрифуги имеют большую инерцию. Поэтому при пуске к центрифуге нужно подвести большой вращающий момент. Когда скорость центрифуги достигнет номинального значения, потребляемая мощность значительно уменьшится. Эта особенность характерна для центрифуг. Время, в течение которого центрифуга останавливается после выключения электродвигателя, велико. В этом вторая особенность центрифуг. Чтобы увеличить производительность центрифуги, ее нужно тормозить при останове. Для торможения используют колодочный или ленточный тормоз с электромагнитным управлением или электродвигатель, который приводит центрифугу в движение. Для этого применяется динамическое торможение.

Длительность процесса центрифугирования зависит от вида продукта и его влажности. Действительно, если центрифугу остановить раньше, то материал будет влажным. Если время центрифугирования больше времени, определенного для этого вида продукции, то будет излишний расход электроэнергии, так как

влажность продукта практически уже не уменьшается. Поэтому в схемы управления вводят реле времени, которые автоматически останавливают центрифугу по истечении заданного времени. При каждом останове должно автоматически происходить торможение и зажигаться сигнальная лампа. Работать на центрифуге с открытой крышкой нельзя. Поэтому в схеме должен быть

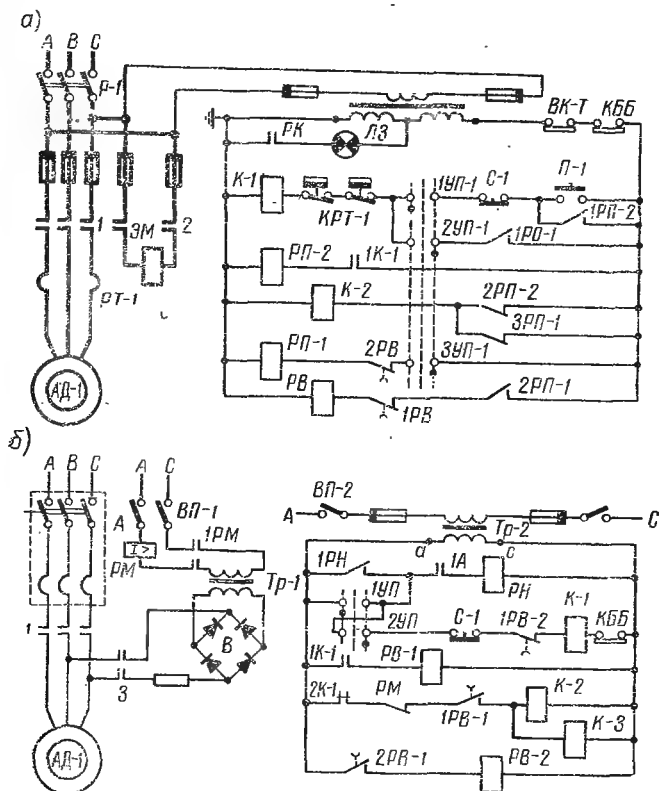


Рис. 9.17. Схема управления электроприводом центрифуги:

а) с торможением при помощи электромагнитного тормоза; б) с динамическим торможением

контакт блокировки безопасности, связанный с крышкой центрифуги. Управление центрифугой должно быть автоматическим или ручным.

Схема управления центрифугой с электромагнитным тормозом представлена на рис. 9.17, а. Электродвигатель АД-1, приводящий в движение центрифугу, и электромагнит ЭМ тормоза присоединяют к сети при помощи магнитных пускателей 1 и 2, причем двигатель защищен от перегрузок тепловым реле РТ-1.

Контакт *КББ* не позволяет работать с открытой крышкой. Центрифуга растормаживается при опускании ручки и при этом замыкается конечный выключатель *ВК-Т*. Поэтому центрифугу можно пустить в ход только тогда, когда она расторможена, иначе контакт *ВК-Т* будет разомкнут.

При автоматическом управлении реле времени *РВ* останавливает центрифугу по истечении заданного времени. Универсальный переключатель *УП* предназначен для выбора режима управления: автоматического или ручного. Ртутный контакт *РК* замыкается при останове центрифуги и вызывает зажигание сигнальной лампы *ЛЗ*.

При автоматическом управлении центрифугой схема работает следующим образом. Включают рубильник *Р-1*. В цепи главного тока и управления подается напряжение. Опуская ручку тормозного рычага, растормаживают центрифугу. Одновременно замыкается контакт *ВК-Т*. После загрузки центрифугу закрывают, это вызывает замыкание контакта *КББ*. Затем поворачивают ручку универсального переключателя вправо. Контакт *1УП-1* размыкается, контакты *2УП-1* и *3УП-1* замыкаются. При этом включается реле *РП-1*, так как контакт *2РВ* замкнут. Реле замыкает контакты *1РП-1* и *2РП-1* и размыкает контакт *3РП-1*. Замыкание контакта *1РП-1* вызывает включение магнитного пускателя *1*. Электродвигатель *АД-1* присоединяется к сети и центрифуга начинает вращаться. Замыкается контакт *2РП-1*, и реле времени *РВ* начинает работать, так как контакт *1РВ* замкнут. Таким образом, реле времени начинает работать одновременно с центрифугой.

Через заданное время реле времени размыкает свои контакты. Контакт *1РВ* отключает реле времени (которое больше не нужно), контакт *2РВ* выключает реле *РП-1* и выключает магнитный пускатель *1*, отключающий от сети двигатель *АД-1*. Контакт *3РП-1*, замыкаясь, включает катушку магнитного пускателя *2*. Электромагнит *ЭМ* присоединяется к сети и затормаживает центрифугу.

Для управления центрифугой вручную универсальный переключатель поворачивают влево. Это вызывает замыкание контакта *1УП-1* и размыкание контактов *2УП-1* и *3УП-1*. Поэтому катушка *К-1* магнитного пускателя присоединяется к кнопкам ручного управления *П-1* и *С-1*. Для пуска в ход нажимают на кнопку *П-1*.

При автоматическом и ручном управлениях, если во время работы открыть крышку центрифуги, то размыкается контакт *КББ*, отключается центрифуга, затормаживается электродвигатель *АД-1*.

На рис. 9.17,6 представлена схема управления центрифугой с использованием режима динамического торможения при останове. Электродвигатель *АД-1* присоединяется к сети автоматом *А*

с токовыми и тепловыми расцепителями. Когда электродвигатель перегружен, ток перегрузки вызывает срабатывание теплового реле, которые освобождают защелку расцепителя, после чего пружины размыкают главные контакты автомата. Если ток намного больше номинального (короткое замыкание, большая перегрузка), то срабатывают максимальные токовые реле, которые освобождают защелку механизма выключения; при этом пружины размыкают главные контакты, отключая электродвигатель от сети. Таким образом, автомат *A* обеспечивает защиту электродвигателя от перегрузок и коротких замыканий. Селеновый выпрямитель присоединен к цепи переменного тока через трансформатор *Тр-1*, магнитный пускатель *2* и пакетный выключатель *ВП-1*. Для защиты от перегрузок и коротких замыканий применяют максимальное токовое реле *РМ*, которое при токе большой величины размыкает свой контакт *1РМ*. Постоянный ток подается в двигатель через магнитный пускатель *3*. Пускатели *2* и *3* должны включаться и выключаться одновременно, поэтому их катушки *K-2* и *K-3* соединены параллельно.

Схему управления присоединяют к сети через понижающий трансформатор *Тр-2*. Реле времени *РВ-1* определяет длительность динамического торможения. Реле времени *РВ-2* определяет длительность центрифугирования. Реле настраивают на соответствующую длительность работы в зависимости от вида продукта и его влажности. Когда заданное время проходит, реле отключает от сети электродвигатель *АД-1*. Реле напряжения *РН* отключает электродвигатель центрифуги при снятии напряжения или при большом снижении напряжения, так как работа двигателя при таком напряжении недопустима. Контакт блокировки безопасности *КББ* связан с крышкой центрифуги и при ее открывании отключает двигатель.

Для пуска центрифуги в цепи главного тока и управления нужно подать напряжение. Для этого включают автомат *A* и пакетные выключатели *ВП-1* и *ВП-2*. При включении автомата замыкается его блок-контакт *1А* в цепи катушки реле *РН*. Центрифугу загружают и закрывают крышку. При этом замыкается контакт *КББ*. Затем поворачивают ручку универсального переключателя *УП* влево. Контакт *1УП* замыкается. Это вызывает включение реле напряжения (если в сети нормальное напряжение). Реле *РН* замыкает свой нормально открытый контакт *1РН*. После этого ручку переключателя *УП* поворачивают вправо. Теперь контакт *1УП* размыкается, а замыкается контакт *2УП*. Образуется цепь: вывод *a* обмотки трансформатора — *1РН* — *—2УП—С-1—1РВ-2—К-1—КББ—*вывод *с*. Магнитный пускатель *1* включается, присоединяя электродвигатель *АД-1* к сети. Центрифуга начинает вращаться. При включении магнитного пускателя *1* замыкается его блок-контакт *1К-1* и размыкается

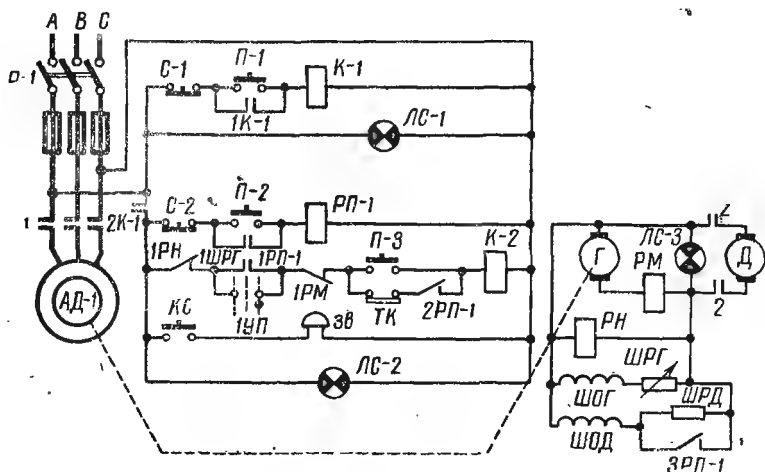
контакт *2К-1*. Замыкание контакта *1К-1* вызывает включение реле *РВ-1*, которое замыкает свои контакты *1РВ-1* и *2РВ-1*. Замыкание контакта *2РВ-1* вызывает включение реле времени *РВ-2*, определяющее длительность центрифугирования. Замыкание контакта *1РВ-1* подготавливает к работе цепь катушек *К-2*, *К-3* и магнитных пускателей, но эта цепь пока разомкнута контактом *2К-1*. Когда проходит установленное время центрифугирования, реле *РВ-2* размыкает контакт *1РВ-2*. Цепь катушки *К-1* размыкается, магнитный пускатель *1* и электродвигатель *АД-1* отключаются от сети. Контакт *1К-1* размыкается и отключает реле *РВ-1*, а контакт *2К-1* замыкается и включает катушки *К-2* и *К-3* обоих магнитных пускателей. Селеновый выпрямитель *СВ* начинает подавать выпрямленный ток в обмотки статора электродвигателя *АД-1*. Начинается процесс динамического торможения. Когда он заканчивается и центрифуга останавливается, размыкаются контакты *1РВ-1* и *2РВ-1*. В результате селеновый выпрямитель отключается и схема приходит в исходное положение.

Если крышка центрифуги открыта, размыкается контакт *КББ*. При снижении напряжения реле *РН* размыкает контакт *1РН*. В обоих случаях разрывается цепь катушки *К-1* и центрифуга останавливается. Для останова центрифуги вручную нужно нажать на кнопку *С-1*.

Управление электроприводом тканепечатного агрегата. Тканепечатный агрегат применяют для получения на тканях одноцветных и многоцветных рисунков. Вращающиеся печатные валы наносят краску на непрерывно движущуюся ткань. На валах предварительно выгравировывают соответствующий рисунок. Число валов зависит от числа применяемых для рисунка красок. Поэтому печатные машины изготовляют с разным числом валов — от одного до четырнадцати.

В тканепечатный агрегат входят печатная, кирзомойная и сушильная машины. Основными частями печатной машины являются: чугунный вал — грузовик, печатные валы, ящики с красками, щетки для нанесения красок на печатные валы и ракли для удаления краски с негравированной поверхности валов. Между грузовиком и печатными валами пропускают кирзу — многослойную хлопчатобумажную ткань, которая предохраняет грузовик от загрязнения красками. Кирза, пройдя печатную машину, направляется для промывки в кирзомойную машину. Она проходит по барабану и ее моют щетки, к которым подводится вода; последняя щетка работает как водосбрасывающая. Щетки вращаются в направлении, противоположном движению кирзы. После кирзомойной машины кирза и ткань сушатся на сушильной машине. Машина имеет сушильную камеру, в которой воздух перемещается циркуляционными вентиляторами, камеру охлаждения и механизм выкатки.

К схеме управления печатной машины предъявляются следующие требования. В зависимости от вида ткани и рисунка необходимо плавное регулирование скорости в широких пределах. Пуск машины должен происходить на минимальной скорости. При нарушении технологического процесса машины должны автоматически останавливаться. При недопустимом снижении напряжения двигатель должен отключаться от сети. Необходимо также защита от перегрузок. Для заправки машины должен



быть обеспечен пуск толчком. Необходима хорошо налаженная сигнализация.

357

переключателя. Блок-контакт *1ШРГ* замкнут, когда ручка реостата *ШРГ* находится в положении, соответствующем наибольшему сопротивлению реостата и, следовательно, минимальному напряжению генератора. При переводе ручки в другое положение блок-контакт *1ШРГ* размыкается, что не позволяет включить магнитный пускатель 2. Таким образом, двигатель *Д* можно присоединить к генератору только тогда, когда напряжение генератора минимально. Это обеспечивает пуск двигателя на наименьшей скорости. Размыкание контактов *1РМ* приводит к разрыву цепи катушки *К-2* и отключению электродвигателя *Д*. Универсальный переключатель *1УП* позволяет выбрать режим управления машиной автоматический или ручной. При повороте ручки переключателя вправо контакт *1УП* замыкается. Технологический контакт *ТК* введен в цепь, шунтирующую пусковую кнопку *П-3*. Как уже известно, такое включение обеспечивает пуск машины толчком и автоматический останов при нарушении технологического процесса. Реле *РП-1* используется при пуске машины в ход. Звонок зв громкого боя дает сигналы о пуске.

Для пуска машины в ход при рабочем режиме (т. е. при режиме автоматического управления) включают рубильник *Р-1*. В цепь главного тока и управления подается напряжение, о чем сигнализирует зажигание лампы *ЛС-1*. Затем нажимают кнопку *П-1*, т. е. пускают в ход электродвигатель *АД-1*. При включении пускателя 1 замыкается контакт *1К-1*, шунтирующий пусковую кнопку *П-1*, и контакт *2К-1*, подающий напряжение в нижнюю часть схемы управления. Зажигается сигнальная лампа *ЛС-2*. Затем нажимают кнопку *КС*, т. е. подают сигнал о пуске агрегата. Сигнал длится столько времени, сколько нажата кнопка *КС*. Электродвигатель *АД-1* приводит в движение генератор *Г*, и его напряжение увеличивается. Когда напряжение достигнет определенного значения, срабатывает реле напряжения *РН*, которое замыкает контакт *1РН*. Начинается подготовка к работе цепи катушки *К-2* магнитного пускателя 2. Если ручка реостата *ШРГ* установлена правильно, контакт *1ШРГ* замкнут. Замкнут также контакт *1РМ* реле максимального тока. При повороте ручки универсального переключателя влево размыкается контакт *1УП*. Если машина заправлена, технологический контакт *ТК* замкнут. При нажатии пусковой кнопки *П-2* включается реле *РП-1*, которое своим контактом *1РП-1* шунтирует кнопку *П-2*. Контакт *2РП-1* шунтирует кнопку *П-3* и вызывает включение катушки *К-2*, так как все контакты в цепи этой катушки замкнуты. Магнитный пускатель 2 включается и присоединяет электродвигатель *Д* к генератору. Контакт *3РП-1* шунтирует реостат *ШРГ*. Поэтому ток возбуждения двигателя увеличивается. Увеличение тока возбуждения двигателя в сочетании с минимальным напряжением генератора обеспечивает пуск машины с наименьшей скоростью. Теперь можно увеличи-

вать скорость машины. Для этого поворачивают ручку универсального переключателя вправо. Контакт *1УП* замыкается и шунтирует контакт *1ШРГ*. Затем постепенно передвигают ручку реостата *ШРГ* до тех пор, пока напряжение генератора не достигнет заданного значения. Контакт *1ШРГ* размыкается, но цепь катушки *К-2* не разрывается, так как она замкнута через контакт *1УП*. Двигатель работает с нормальной скоростью, лампа *ЛС-3* горит с нормальным накалом.

Машину можно остановить, не останавливая электродвигателя *АД-1*. Для этого нужно нажать на кнопку *С-2*. Это вызывает разрыв цепей реле *РП-1*, которое размыкает свои контакты, что приводит к отключению двигателя *Д* от генератора, и машина останавливается. Контакт *3РП-1* расшунтирует реостат *ШРД*. Это увеличивает ток возбуждения двигателя.

Если произойдет нарушение технологического процесса, то разомкнется контакт *ТК*. Это вызывает разрыв цепи катушки *К-2* магнитного пускателя и отключение двигателя от генератора. Машина останавливается. Ее можно снова пустить толчком, нажав на кнопку *П-3*. Машина будет работать столько времени, сколько нажата кнопка *П-3*.

При большом снижении напряжения реле *РН* размыкает контакт *1РН*; при перегрузке генератора размыкается контакт *1РМ* реле максимального тока. В обоих случаях разрывается цепь катушки *К-2* и двигатель отключается от генератора.

К схеме управления кирзистой машиной предъявляются следующие требования. Схема должна допускать заправочный и рабочий режимы. Щетки могут прижиматься только к движущейся кирзе, иначе будет большой износ кирзы. При останове машины щетки автоматически останавливаются. Когда щетки прижаты к кирзе или отведены в крайнее положение, механизм перемещения щеток автоматически останавливается. Клапаны для подачи в машину воды и пара имеют дистанционное управление. При полном открытии и закрытии клапанов механизмы, приводящие их в движение, автоматически останавливаются во избежание поломок. При останове машины подача воды и пара автоматически прекращается. О подаче воды и пара сигнализируют лампы. Температура воды регулируется автоматически.

Схема управления и регулирования кирзистой машины представлена на рис. 9.19. Основные элементы схемы имеют следующее назначение. Электродвигатель *АД-1* приводит в движение щетки, электродвигатель *АД-2* — механизм перемещения щеток. Так как они должны прижиматься к кирзе и отходить от нее, электродвигатель *АД-2* присоединен к сети через реверсивный магнитный пускатель 2—3. Поскольку кирзистая машина не требует регулирования скорости, в схеме применены асинхронные электродвигатели трехфазного тока с короткозамкнутым ротором. Пакетный выключатель *ВП-2* предназначен для

выбора режима работы машины. При его замыкании схема обеспечивает режим автоматического управления, при размыкании — переходит на ручное управление, необходимое при заправке машины. Конечные выключатели *ВК-5* и *ВК-6* останавливают двигатель *АД-2* при прижатии щеток к кирзе и отводе от нее. Электромагниты *ЭМ-1* и *ЭМ-2* открывают и закрывают паровой

клапан при включении их катушек. Электромагниты *ЭМ-3* и *ЭМ-4* управляют водяным клапаном. Конечные выключатели *ВК-1* и *ВК-2* смонтированы на корпусе правого клапана и выключают электромагниты при закрытии и открытии клапана. Конечные выключатели *ВК-3* и *ВК-4* смонтированы на корпусе водяного клапана и предназначены для той же цели. Промежуточное реле *РП-1* работает при автоматическом управлении. Реле *РП-2* управляет работой клапанов.

Рассмотрим действие схемы в режиме автоматического управления. Напряжение в цепи главного тока и управления подается при включении

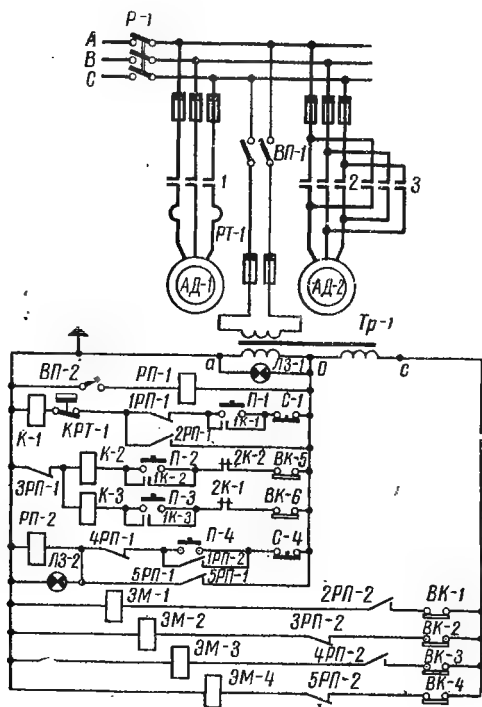


Рис. 9.19. Схема управления электроприводом кирзистой машины тканепечатного агрегата

рубильника *Р-1* и пакетного выключателя *ВП-1*. Об этом сигнализирует лампа *ЛЗ-1*. Затем включают пакетный выключатель *ВП-2*. Это вызывает включение реле *РП-1*, которое замыкает нормально открытые и размыкает нормально закрытые контакты. Контакт *1РП-1* отключает кнопки *П-1* и *С-1* ручного управления магнитным пускателем 1 двигателя *АД-1*. При замыкании контакта *2РП-1* включается катушка *К-1* пускателя 1, и двигатель *АД-1* начинает вращать щетки. При размыкании контакта *3РП-1* отключаются от питания катушки *К-2* и *К-3* реверсивного магнитного пускателя. Следовательно, щетки нельзя прижать к кирзе, когда они вращаются. Щетки можно

перемещать только тогда, когда они не возвращаются, т. е. когда выключено реле *РП-1*. Размыкание контакта *4РП-1* отключает кнопки *П-4* и *С-4* ручного управления реле *РП-2*, а замыкание контакта *5РП-1* шунтирует их. Таким образом, реле *РП-2* включается одновременно с реле *РП-1* и двигателем *АД-1*. В то же время загорается сигнальная лампа *ЛЗ-2*. Реле *РП-2* замыкает контакты *1РП-2*, *2РП-2*, *4РП-2* и размыкает контакты *3РП-2* и *5РП-2*. Замыкание контакта *1РП-2* шунтирует пусковую кнопку *П-4*, однако при режиме автоматического управления это не имеет значения, так как цепь кнопки *П-4* выведена из работы. Замыкание контакта *2РП-2* вызывает включение электромагнита *ЭМ-1* и открытие парового клапана. В машину начинает поступать пар. При полном открытии клапана электромагнит *ЭМ-1* выключается конечным выключателем *ВК-1*. Замыкание контакта *4РП-2* вызывает включение электромагнита *ЭМ-3* и подачу в машину воды, причем, когда клапан откроется полностью, электромагнит выключится конечным выключателем *ВК-3*. Размыкание контактов *3РП-2* и *5РП-2* выводит из работы цепи электромагнитов *ЭМ-2* и *ЭМ-4*.

Для останова машины нужно выключить пакетный выключатель *ВП-2*. Это вызывает отключение реле *РП-1*, которое теперь замыкает нормально закрытые и размыкает нормально открытые контакты. Таким образом, щетки автоматически перестают вращаться и вводятся в работу цепи ручного управления электродвигателей *АД-1* и *АД-2*. Контакт *5РП-1* отключает реле *РП-2*, которое прекращает подачу пара и воды, закрывая клапаны. Когда клапаны полностью закроются, конечные выключатели *ВК-2* и *ВК-4* отключат электромагниты *ЭМ-2* и *ЭМ-4*. При отключении реле *РП-2* гаснет сигнальная лампа *ЛЗ-2*. Таким образом, выключение пакетного выключателя одновременно с останом машины переводит работу на ручной режим управления.

Схема управления и регулирования сушильной машины должна обеспечивать автоматический пуск в работу циркуляционных вентиляторов одновременно с пуском печатной машины, а также давать возможность пуска каждого циркуляционного вентилятора вручную независимо от других. Об останове вентилятора сигнализирует сигнальная лампа. Клапан для подачи пара в сушильную машину имеет дистанционное управление. Температура в камере измеряется в пяти точках.

Схема управления сушильной машиной представлена на рис. 9.20. Электродвигатели *АД-1—АД-7* приводят в движение циркуляционные вентиляторы сушильной камеры, двигатель *АД-8* — вентилятор охлаждающей камеры; а двигатель *АД-9* — механизм выкатки. Универсальный переключатель *УП-1* обеспечивает пуск вентиляторов автоматически или вручную. При автоматическом пуске вентиляторов схема работает следующим

образом. Включаются рубильник *Р-1* и пакетный выключатель *ВП-1*. В цепи главного тока и управления подается напряжение. Зажигается сигнальная лампа *ЛБ*. Ручку универсального переключателя поворачивают вправо. Контакт *1УП-1* замыкается, но

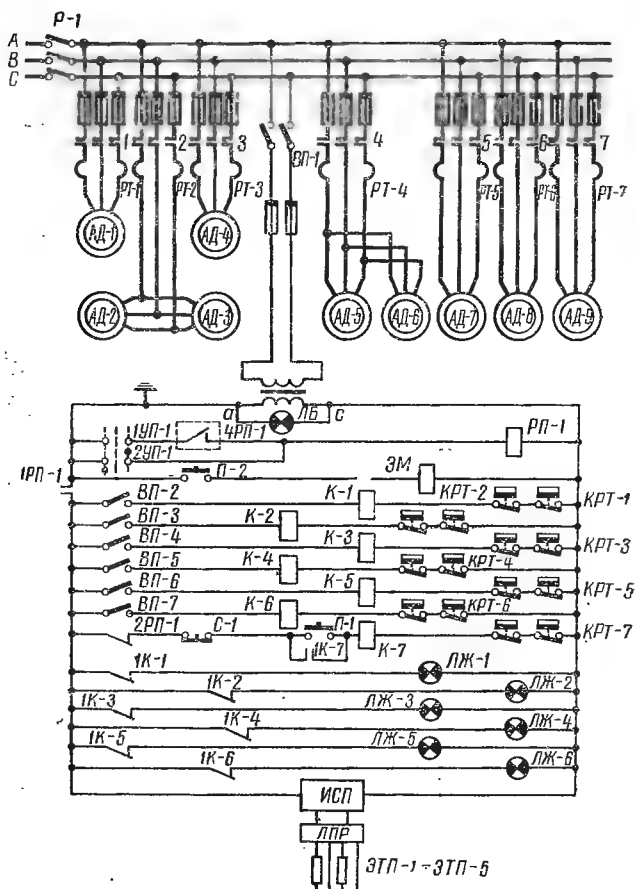


Рис. 9.20. Схема управления электроприводом сушильной машины тканепечатного агрегата

реле *РП-1* не включается, так как контакт *4РП-1* реле *РП-1* схемы управления печатной машиной (см. рис. 9.18) еще разомкнуты. Включаются пакетные выключатели *ВП-2*—*ВП-7*, что вызывает подготовку цепей катушек *К-1*—*К-6* магнитных пускателей к работе. Когда пущена в ход печатная машина, замыкается контакт *4РП-1*. Включается реле *РП-1*, которое замыкает контакт *1РП-1* и подает напряжение в нижнюю часть схемы. Начинают работать все вентиляторы сушильной машины. При вклю-

чении реле *РП-1* размыкается контакт *2РП-1* и цепь катушки *К-7* магнитного пускателя, и двигатель механизма выкатки выводится из работы. Останов печатной машины вызывает размыкание контакта *4РП-1*; выключение реле *РП* и останов всех вентиляторов сушильной машины. Когда выключится реле *РП-1*, замыкается его контакт *2РП-1*, что позволит пустить в ход кнопкой *П-1* механизм выкатки.

Для пуска вентиляторов вручную ручку универсального переключателя поворачивают влево. Контакт *2УП-1* замыкается и шунтирует контакт *4РП-1* печатной машины. Поэтому включается реле *РП-1*, которое через контакт *1РП-1* подает напряжение в нижнюю часть схемы управления. После этого вентиляторы можно пускать в ход в любой последовательности, включая соответствующий пакетный выключатель. Для пуска механизма выкатки нужно разомкнуть контакт *2УП-1*, повернув ручку универсального переключателя в нейтральное положение и затем нажать кнопку *П-1*.

Сигнализация сушильной машины работает следующим образом. Когда вентиляторы не работают, но напряжение в цепь управления уже подано, горят все сигнальные лампы *ЛЖ-1—ЛЖ-6*. По мере пуска вентиляторов лампа соответствующего вентилятора гаснет. Когда будут пущены все вентиляторы, все лампы погаснут. Если произойдет останов какого-нибудь вентилятора, например *АД-4*, из-за выключения магнитного пускателя *З*, то замкнется контакт *1К-3* и загорится сигнальная лампа *ЛЖ-3*. Таким образом, зажигание сигнальной лампы указывает рабочему на останов соответствующего вентилятора.

Дистанционное измерение температуры в сушильной камере производится термометрами сопротивления *ЭТП-1—ЭТП-5*, присоединенными к логометру *ЛПР*. Логометр получает питание от источника сетевого питания *ИСП* и имеет переключатель, при помощи которого можно присоединить любой из термометров сопротивления и узнать температуру в соответствующем месте сушильной камеры.

В описанной схеме управления не предусмотрено регулирование скорости, что является большим недостатком схемы. Поэтому для привода в схеме применены асинхронные электродвигатели трехфазного тока с короткозамкнутым ротором.

Глава X

ПРИМЕРЫ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ МАШИН ЛЕГКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

§ 10. 1. Основные требования, предъявляемые к электроприводу машин легкой промышленности

К электроприводу машин легкой промышленности предъявляется ряд специфических требований в отношении пуска, регулирования скорости, возможности работы при резко меняющейся нагрузке и ряд других. Изделия легкой промышленности изготавливаются на швейных, обувных, трикотажных фабриках, кожевенных заводах, заводах искусственной кожи и ряде других предприятий. Особый интерес представляет электропривод швейных машин. Пуск и останов этих машин чередуются часто и продолжительность времени между этими режимами измеряется секундами. Кроме того, момент инерции всех движущихся элементов этой машины, рассчитанный относительно произвольно выбранного звена системы, является переменной величиной. В большинстве случаев, за исключением пошивки очень длинных швов, электродвигатель швейной машины должен работать в переходном режиме, что требует особо тщательного подхода к установлению технических данных этого двигателя и к выбору системы электропривода в целом. Электропривод современной швейной машины должен обеспечить работу при 1200—1700 включениях в час.

Машины обувной промышленности так же, как и швейные машины, в большинстве случаев работают в переходном режиме. Электропривод многих обувных машин должен быть рассчитан на работу в повторно-кратковременном режиме. Некоторые машины кожевенного производства требуют реверса и электропривод этих машин должен обеспечивать работу в тяжелых условиях окружающей среды. Машинное производство искусственной кожи, помимо общих, иногда предъявляет к электроприводу особые требования. Например, для вальцов требуется, чтобы их электропривод был тихоходным и экономичным. Для привода вальцов часто применяются синхронные двигатели мощностью порядка сотен киловатт.

§ 10. 2. Электропривод швейных машин

Общие сведения об электроприводах швейных машин.

Швейные машины широко применяются в швейной, обувной и трикотажной отраслях легкой промышленности. Электроприводы универсальных швейных машин, применяющиеся в нашей стране и за границей, можно классифицировать по следующим основным признакам.

По типу исполнительного двигателя приводы бывают: а) с электрическими двигателями вращательного движения; б) с электромагнитными механизмами возвратно-поступательного движения; в) с пневматическими двигателями; г) с гидравлическими двигателями.

В настоящее время в основном применяются электроприводы с двигателями вращательного движения.

По способу передачи движения от двигателя к швейной машине электроприводы подразделяются на: а) приводы с механической муфтой (фрикционные); б) приводы с электромагнитной муфтой; в) приводы с рычажными механизмами; г) приводы с гидравлическими устройствами.

По типу двигателя приводы подразделяются на асинхронные и постоянного тока.

По количеству исполнительных двигателей в машине на: одновигательные и двухдвигательные или многодвигательные.

По виду управления приводы подразделяются на: а) с механическим управлением; б) со смешанным механическим и электрическим управлением; в) с электрическим управлением.

Режим работы швейной машины — повторно-кратковременный с частыми пусками и остановками. Число рабочих циклов при строчке различных деталей изменяется в широких пределах от 250 до 1700 в час. Время, затрачиваемое на одну операцию, незначительно и измеряется секундами.

В течение одной операции возникают малые перерывы, необходимые главным образом для перехватов ткани. Наибольшее число отключений машины обусловлено перехватами длительностью порядка 2—3 сек. Машинное время равно примерно 30—40%.

Полный рабочий цикл машины складывается из четырех участков: разгона, работы с установившейся скоростью, торможения и паузы.

Момент инерции механизма швейной машины, приведенный к валу двигателя, — величина переменная ввиду наличия кривошипно-шатунной передачи. Режим работы электропривода швейной машины характеризуется переходными, часто повторяющимися, электромеханическими процессами.

Для приводов швейных машин применяются трехфазные двух- и четырехполюсные асинхронные двигатели.

За рубежом в некоторых приводах применяются также двигатели постоянного тока со скоростью до 4500 об/мин с питанием от сети переменного тока через выпрямители.

В разных классах машин номинальные мощности двигателей лежат в пределах от 200 до 600 вт.

В конструктивном отношении двигатель, передаточный механизм, а иногда и устройства для автоматизации составляют единый комплекс с общей системой охлаждения и смазки. В большинстве случаев исполнение двигателей закрытое, обдуваемое. Поскольку режим работы машины повторно-кратковременный, двигатель общего применения не может дать хороших энергетических показателей. Исследования показывают, что потери энергии в двигателе, специально рассчитанном для повторно-кратковременного режима швейной машины почти в два раза меньше, чем в двигателе общего применения, рассчитанного для длительного режима работы с постоянной нагрузкой.

В отечественных электроприводах швейных машин используются трехфазные асинхронные двигатели единой серии АОЛ общего применения.

В нашей промышленности был разработан ряд систем электроприводов. Они могут быть разделены на: а) фрикционные; б) контакторные; в) фрикционно-контакторные.

Основные системы электроприводов швейных машин.

Электропривод с фрикционным управлением. В этом приводе движение от электродвигателя в швейной машине передается через механическую муфту и ременную передачу. Управление приводом осуществляется нажимом ноги на педаль, соединенную тягой с фрикционной муфтой. Таким способом машину соединяют или отсоединяют от электродвигателя, а также регулируют ее скорость за счет проскальзывания дисков фрикционной муфты.

По простоте управления фрикционный привод в основном удовлетворяет технологическим требованиям. Некоторые трудности управления связаны с необходимостью сильного нажатия на подножку для полного включения машины.

В энергетическом отношении этот привод недостаточно совершенен ввиду длительной работы электродвигателя вхолостую, присоединенного к сети, и во время пауз, суммарная продолжительность которых составляет в среднем около 50% рабочего времени. Потери энергии за время холостого хода достигают, примерно, 30% от потребляемой энергии за время работы машины.

Эксплуатационный к. п. д. и коэффициент мощности получаются невысокими.

Электропривод с контакторным управлением. В этом приводе электродвигатель, связанный с машиной ременной передачей, включается в сеть и отключается от сети посредством контактора. Необходимое во время работы снижение скорости достигается периодическими отключениями двигателя от сети. Данный электропривод имеет существенные недостатки: управление приводом сопровождается резкими включениями и отключениями электродвигателя и механизма. Переходные изменения скорости машины за счет работы двигателя в режиме частых пусков не удовлетворяют технологическим требованиям. Число включений привода (машины) может достигать величины порядка 1700 в час. Такой тяжелый режим работы сопровождается повышенным расходом электроэнергии (примерно на 35% больше, чем при фрикционном управлении) и перегревом двигателя. Контактор также находится в тяжелых условиях работы.

Электропривод с фрикционно-контакторным управлением. Управление этого привода осуществляется посредством механической муфты и контактора. Отключение машины для кратковременных изменений режима работы производится фрикционной муфтой, а при необходимости более длительных пауз — контактором. Весьма частые кратковременные отключения машины производятся в основном для перехватов, общая длительность которых не превышает 15—20% на операцию. Сравнительно редкие, но длительные по времени (около 50% от общего времени работы) отключения машины происходят в связи с началом новой операции.

Пуск и остановка швейной машины производятся фрикционной муфтой. Двигатель отключается от сети контактором после отсоединения его от машины. В начале повторного включения после кратковременной паузы двигатель, обычно не успевший полностью затормозиться, продолжает вращаться с некоторой пониженной скоростью. Пуск не успевшего остановиться двигателя облегчается как в отношении пускового тока и потерь энергии, так и времени разгона.

Перегрев двигателя с фрикционно-контакторным управлением значительно ниже (почти в 2 раза), чем при контакторном управлении. Расход электрической энергии также получается значительно меньшим (в среднем на 30%). Хотя этот привод несколько сложнее и дороже, в целом он имеет преимущества перед двумя первыми, в особенности перед контакторным.

На отечественных швейных и обувных фабриках в основном применяются электроприводы с фрикционным и фрикционно-контакторным управлением.

Развитие современных электроприводов швейных машин.

Привод с электромагнитной муфтой. В зарубежной практике наиболее распространены швейные машины

с фрикционными электроприводами различных конструктивных систем. Ряд из них имеет устройства для остановки машины при заданном положении иглы. В нашей промышленности начали развиваться приводы с асинхронной муфтой скольжения.

Принципиальная схема привода с электромагнитной муфтой показана на рис. 10.1.

Ведущая часть такой муфты 2 укреплена на валу электродвигателя 1. Ведомая часть муфты 3 расположена между ведущей частью и электромагнитным тормозом 4. Ведомая часть муфты может перемещаться вдоль вала 5 по шпонке.

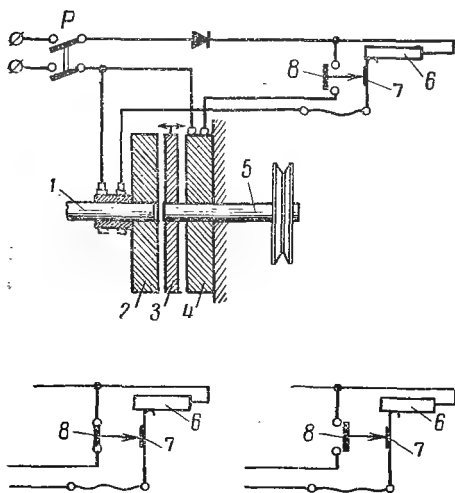


Рис. 10.1. Принципиальная схема электропривода с электромагнитной муфтой для универсальных швейных машин

Управление машиной производится работницей нажатием на педаль. При начальном нажатии замыкается цепь обмотки муфты контактом 7, последняя возбуждается, притягивает ведомую часть 3 и приводит в движение машину. Дальнейшим нажатием регулируется скорость машины посредством изменения тока в обмотке полумуфты реостатом 6. При изменении тока в обмотке изменяется магнитный

поток и электромагнитная сила притяжения диска 3, что приводит к изменению проскальзывания ведомой части и скорости машины.

Предельным нажатием на педаль машина останавливается. В этом случае цепь обмотки муфты размыкается контактами 7, возбуждается тормозной электромагнит 4 через замкнувшиеся контакты 8, и машина останавливается.

Многодвигательный электропривод. Многодвигательный привод швейных машин имеет перспективное значение для легкой промышленности. Если для привода применить регулируемый в широких пределах двигатель, то необходимость в муфте отпадает. Переход к многодвигательному приводу позволяет значительно сократить время пуска и остановки машины благодаря снижению моментов инерции. В двухдвигательном электроприводе постоянного тока механизмы игловодителя и челнока приводятся в движение отдельными двигателями. Дви-

жение механизму подачи ткани передается от вала челнока или отдельного двигателя.

Якори двигателей отдельных механизмов соединяются последовательно. Таким же образом соединяются и обмотки возбуждения двигателей. Регулирование скорости двигателей и соответствующих механизмов машины осуществляется изменением напряжения подводимого к цепи якоря. Управление процессами пуска, регулирования и остановки осуществляется воздействием на педаль, изменяющим напряжение на потенциометре, составляющем часть устройства автоматического управления тиратронами. Перспективна замена тиратрона тиристорными преобразователями.

Приводы с электродвигателями возвратно-поступательного движения. Применение электромагнитных механизмов возвратно-поступательного движения в качестве двигателей является новым направлением в развитии современных электроприводов швейных машин. Механизмы машины приводятся в движение в этом случае двумя или тремя двигателями возвратно-поступательного движения. Скорость двигателя регулируется в необходимых пределах изменением частоты переменного тока или частоты импульсов постоянного тока.

В качестве характерного примера рассмотрим привод с электромагнитами, управляемыми частотным способом (рис. 10.2). Привод содержит три электромагнита 2, 7, 8, питаемых от электронных генераторов релаксационных колебаний пилообразной формы 4, 5 регулируемой частоты.

Игловодитель 1 приводится в движение сердечником 3 электромагнита, катушка которого питается от электронного генератора 4. Частота этого генератора, а следовательно, и скорость машины регулируется потенциометром, смонтированным в корпусе подножки 10. Механизм подачи ткани 9 приводится в движение отдельным электромагнитом 8, катушка которого присоединена к тому же генератору 4. Электромагнит 7, питаемый от вспомогательного генератора 5, предназначен для выполнения зигзагообразной строчки. Амплитуда напряжения этого

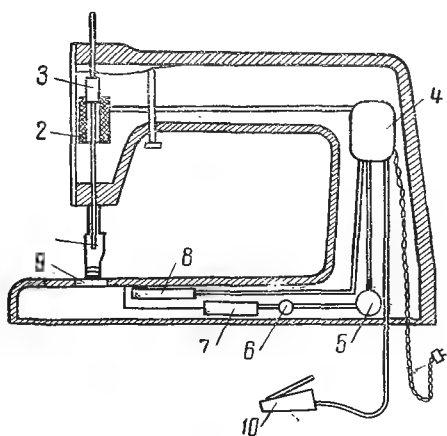


Рис. 10.2. Элементная схема электропривода швейной машины с электродвигателями возвратно-поступательного движения

генератора может регулироваться потенциометром 6 посредством колесного рычага.

Схема дает возможность осуществить программное управление зигзагообразным шитьем и зигзагообразной строчевой вышивкой.

Кроме отмеченных, имеется ряд других разновидностей электромагнитных приводов швейных машин. В некоторых из них регулирование частоты импульсов и скорости движения машины достигается посредством управляемого микродвигателя, который с соответствующей частотой замыкает и размыкает контакты в цепях катушек электромагнитов.

Приводы с электромагнитными механизмами возвратно-поступательного движения позволяют плавно и в широком диапазоне регулировать скорость машины, отличаются быстроействием,

высоким к. п. д., малыми габаритами и возможностью максимальной автоматизации процесса шитья. Слабым местом этих систем приводов являются контактные устройства, снижающие их надежность работы.

Развитие систем приводов швейных машин с двигателями возвратно-поступательного движения и полупроводниковым управлением представляется перспективным для легкой промышленности.

Приводы с электродвигателем вращательного движения. В качестве примера электрического управления швейной машиной рассмотрим систему, изображенную на рис. 10.3. Наличие в этой системе электромагнитной муфты 1—3, передающей движение от асинхронного двигателя к машине, дает большие возможности для электрического управления.

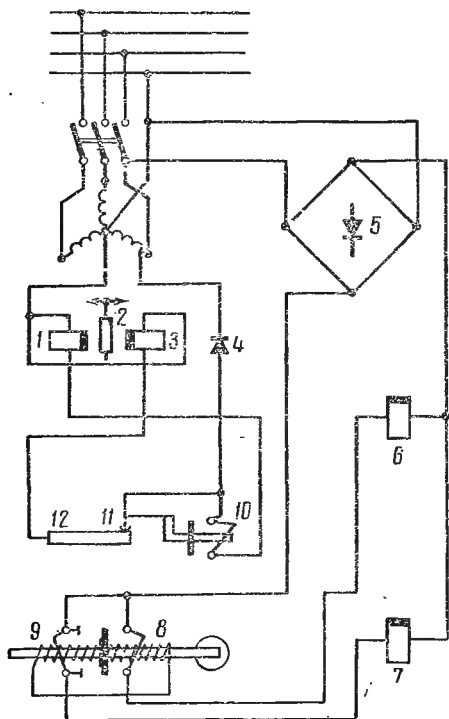


Рис. 10.3. Принципиальная схема электрического управления швейной машиной

Ведущий диск муфты 3 укреплен на валу двигателя, а ведомый 2 — на валу машины. Быстрая остановка машины, в том числе аварийная, производится посредством тормозного электро-

магнита 1. Обмотки муфты 3 и электромагнита 1 питаются от одной фазы обмотки статора двигателя через выпрямитель 4. Электромагнит 6, предусмотренный для подъема лапки, и электромагнит 7, переключающий направление строчки, питаются от сети через выпрямитель 5.

В отключенном состоянии при отсутствии нажатия на коленный рычаг машина заторможена электромагнитом 1, а ее лапка поднята электромагнитом 6. Катушки этих электромагнитов возбуждены благодаря нормально-замкнутым контактам 10 и 8.

При начальном нажатии на коленный вал швейная машина растормаживается. Ее лапка опускается в рабочее положение, так как соответственно контактами 10 и 8 отключены электромагниты 1 и 16. Усиленное нажатие на коленный вал приводит к замыканию цепи катушки муфты через контакт 11 и 9, соединению вала двигателя с валом машины и вращению последней. Дальнейшее увеличение нажатия на коленный вал увеличивает скорость машины благодаря снижению проскальзывания ведомого диска муфты при уменьшении сопротивления реостата 12, включенного в цепь катушки.

При нажатии на коленный вал до предела изменяется направление строчки вследствие включения электромагнита 10.

Процесс управления совершается воздействием колена ноги на рычаг. Обе руки швеи свободны для управления строчкой.

§ 10. 3. Электропривод пульсирующего конвейера

Конвейеры с прерывистыми движениями применяются в швейной, обувной, меховой и других отраслях легкой промышленности.

Прерывистое быстрое движение конвейера имеет то преимущество, что исключает многоступенчатые сложные передачи от электродвигателя и большие потери энергии в них, имеющие место при непрерывном движении. На рис. 10.4 представлена схема управления конвейером, которая может быть автоматической и ручной в рабочем и тренировочном режимах.

Для рабочего режима при автоматическом управлении включают пакетный выключатель ВП, пакетный переключатель ПП переводят на контакт АУ и нажимают кнопку П-1. Магнитный пускатель, через катушку которого проходит ток, включает электродвигатель. После того как кулачок транспортера замкнет контакт КТ, отпускают кнопку П-1 и конвейер будет работать до тех пор, пока его кулачок не разомкнет контакт КТ. При этом конвейер останавливается и стоит установленное время. Через 4—6 сек реле времени размыкает контакт 2РВ и замыкает кон-

такт $1PB$ (сигнальная лампа гаснет). Цепь $C-K-1-C-1-BП-1PB-ПП-AУ-A$ замыкается. Двигатель включается, конвейер начинает работать и контакт $1K-1$ замыкается. Затем кулачок конвейера замыкает контакт $КТ$, который шунтирует контакт $1PB$. Реле $PВ$ размыкает контакт $1PB$, preparing систему к следующему циклу.

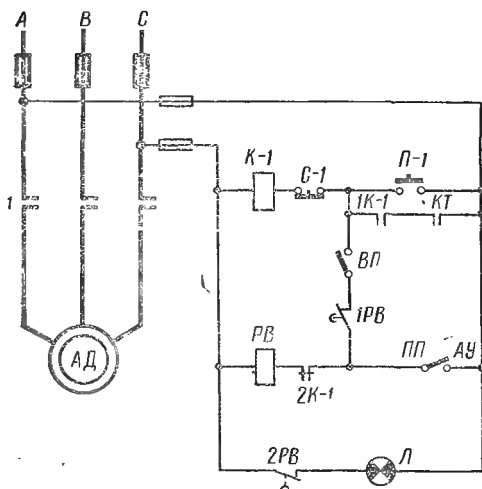


Рис. 10.4. Схема управления электроприводом пульсирующего конвейера

Для обучения обслуживающего персонала применяется тренировочный режим, при котором пакетный выключатель $ВП$ размыкают, а переключатель $ПП$ оставляют на контакте $AУ$. В этом случае реле $PВ$ включает и выключает сигнальную лампу, кнопка $П-1$ включает конвейер, а контакт $КТ$ останавливает его.

§ 10. 4. Электропривод трикотажных машин

Электропривод однополотенной плоскочулочной трикотажной машины. Требования к электроприводу: а) мощность на валу около 0,37 квт; б) режим работы длительный; в) по ходу технологического процесса привод должен обеспечивать трехступенчатое регулирование скорости с диапазоном регулирования 8:5:1; г) управление переключателем скорости — автоматическое, от распределительной цепи, воздействующей на соответствующие электрические контакты; д) пуск и останов от кнопок управления; е) при переключении скоростей высшей на низшую допускается известное смягчение характеристики привода с тем, чтобы снижение скорости происходило постепенно.

Асинхронный короткозамкнутый двигатель приводит в движение машину через коробку, с тремя скоростями, с соотношением скоростей 1:5:8. Для включения двух высших скоростей используются электромагнитные муфты специальной конструкции, питаемые постоянным током от небольшого селенового выпрямителя, а включение низшей скорости производится самозаклинивающейся муфтой при отключении обеих электромагнит-

Электропривод круглочулочного автомата. Машина останавливается автоматически при обрыве паголеночных нитей, однако ослабление натяжения нитей при вязании пятки не должно вызывать останов машины. Реверсирования или регулирования скорости не требуется. Машиной управляют с определенного места (рис. 10.6).

Паголеночные нити заправляют через нормально открытые технологические контакты *ОТК*. Если нить натянута, контакт *ОТК* разомкнут. При этом промежуточные реле *РП-1* и *РП-2* выключены, их контакты *1РП-1* и *1РП-2* замкнуты, а контакт

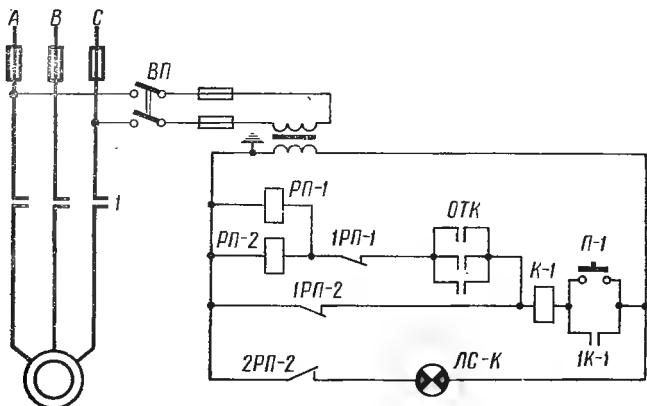


Рис. 10.6. Схема управления электроприводом круглочулочного автомата

2РП-2 разомкнут. Цепь катушки магнитного пускателя *1К-1* подготовлена к работе. Для пуска нажимают кнопку *П-1*, машина начинает работать и контакт *1К-1* шунтирует пусковую кнопку.

При обрыве или затягивании нити замыкается соответствующий контакт *ОТК*; реле *РП-1* и *РП-2* включаются. Контакт *1РП-2* мгновенно размыкается, вызывая останов машины, а контакт *2РП-2* замыкается, включая красную сигнальную лампу *ЛС-К*. После этого размыкается контакт *1РП-1*, отключая реле *РП-1* и *РП-2*.

Электропривод основовязальной машины ОВ-2. Останавливают и пускают машину из трех мест. При поднятии пусковой гребенки не должен происходить пуск машины.

Для быстрого останова предусмотрено торможение противовключением, для чего применен реверсивный магнитный пускатель (рис. 10.7). Контакт *РКС* реле контроля скорости замыкается только в случае, когда скорость машины превышает номинальную больше, чем на 20%. При меньшей скорости или остановленной машине контакт *РКС* разомкнут. При опускании гребенки конечный выключатель *ВК* замыкается. Машину пускают,

нажав одну из пусковых кнопок, которые шунтируются блок-контактом $1K-1$, а останавливают ее кнопками $1C-1$, $2C-1$, $3C-1$.

Магнитный пускатель 1 отключает двигатель от сети. При этом замыкается нормально-закрытый блок-контакт $2K-1$. Так как при работе машины контакт PKC был замкнут, то включается магнитный пускатель $K-2$, поэтому изменяется порядок чередования фаз, подводимых к двигателю, а скорость машины резко снижается. Когда она достигнет 20—15% от номинальной, контакт PKC разомкнется и остановит машину, так как магнитный выключатель $K-2$ будет отключен от сети.

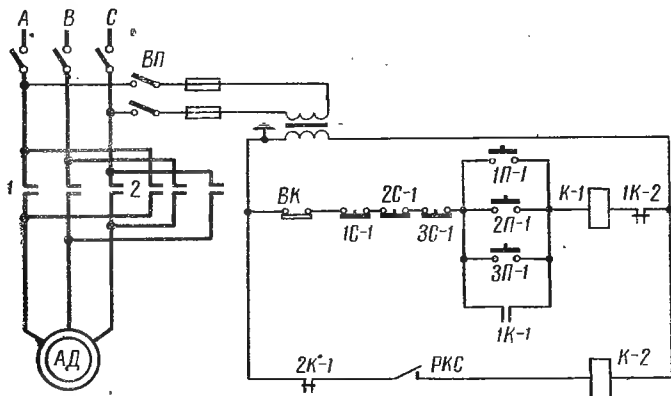


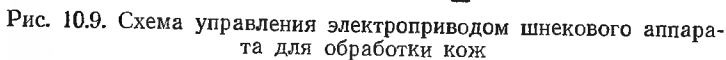
Рис. 10.7. Схема управления электроприводом основной машины

При подъеме передней гребенки кулачок на конце валика ручного подъема нажимает на контакт BK , размыкая его, и этим обеспечивает невозможность пуска машины при поднятой гребенке.

Электропривод чулочного автомата с плавным регулированием скорости. Вязка чулочных изделий на круглых чулочных автоматах в соответствии с требованиями технологии должна осуществляться с понижением скорости при вязке некоторых участков изделия (например, пятки, мыска и др.). Для программного изменения скорости электрическим способом (вместо механического) широко применяется двухскоростной привод чулочных автоматов с автоматическим переключением скорости двигателя в процессе вязки изделия. Однако установочная скорость зависит от номера пряжи, качества полуфабриката и др. Привод, позволяющий плавно регулировать начальную скорость и обеспечивающий программное регулирование скорости в процессе вязки изделия, дает возможность повысить производительность автомата и улучшить качество изделия. Схема такого привода,

На рис. 10.9 изображена схема управления аппаратом, которая предусматривает два способа управления: ручное и автоматическое. Для ручного управления ручку универсального переключателя поворачивают влево. Контакт *1УП* замыкается, а все

Fig. 1. *A* - *B* - *C* - *D* - *E* - *F* - *G* - *H* - *I* - *J* - *K* - *L* - *M* - *N* - *O* - *P* - *Q* - *R* - *S* - *T* - *U* - *V* - *W* - *X* - *Y* - *Z* - *AA* - *AB* - *AC* - *AD* - *AE* - *AF* - *AG* - *AH* - *AI* - *AJ* - *AK* - *AL* - *AM* - *AN* - *AO* - *AP* - *AQ* - *AR* - *AS* - *AT* - *AU* - *AV* - *AW* - *AX* - *AY* - *AZ* - *BA* - *BB* - *BC* - *BD* - *BE* - *BF* - *BG* - *BH* - *BI* - *BJ* - *BK* - *BL* - *BM* - *BN* - *BO* - *BP* - *BQ* - *BR* - *BS* - *BT* - *BU* - *BV* - *BW* - *BX* - *BY* - *BZ* - *CA* - *CB* - *CC* - *CD* - *CE* - *CF* - *CG* - *CH* - *CI* - *CJ* - *CK* - *CL* - *CM* - *CN* - *CO* - *CP* - *CQ* - *CR* - *CS* - *CT* - *CU* - *CV* - *CW* - *CX* - *CY* - *CZ* - *DA* - *DB* - *DC* - *DD* - *DE* - *DF* - *DG* - *DH* - *DI* - *DJ* - *DK* - *DL* - *DM* - *DN* - *DO* - *DP* - *DQ* - *DR* - *DS* - *DT* - *DU* - *DV* - *DW* - *DX* - *DY* - *DZ* - *EA* - *EB* - *EC* - *ED* - *EE* - *EF* - *EG* - *EH* - *EI* - *EJ* - *EK* - *EL* - *EM* - *EN* - *EO* - *EP* - *EQ* - *ER* - *ES* - *ET* - *EU* - *EV* - *EW* - *EX* - *EY* - *EZ* - *FA* - *FB* - *FC* - *FD* - *FE* - *FF* - *FG* - *FH* - *FI* - *FJ* - *FK* - *FL* - *FM* - *FN* - *FO* - *FP* - *FQ* - *FR* - *FS* - *FT* - *FU* - *FV* - *FW* - *FX* - *FY* - *FZ* - *GA* - *GB* - *GC* - *GD* - *GE* - *GF* - *GG* - *GH* - *GI* - *GJ* - *GK* - *GL* - *GM* - *GN* - *GO* - *GP* - *GQ* - *GR* - *GS* - *GT* - *GU* - *GV* - *GW* - *GX* - *GY* - *GZ* - *HA* - *HB* - *HC* - *HD* - *HE* - *HF* - *HG* - *HH* - *HI* - *HJ* - *HK* - *HL* - *HM* - *HN* - *HO* - *HP* - *HQ* - *HR* - *HS* - *HT* - *HU* - *HV* - *HW* - *HX* - *HY* - *HZ* - *IA* - *IB* - *IC* - *ID* - *IE* - *IF* - *IG* - *IH* - *II* - *IJ* - *IK* - *IL* - *IM* - *IN* - *IO* - *IP* - *IQ* - *IR* - *IS* - *IT* - *IU* - *IV* - *IW* - *IX* - *IY* - *IZ* - *JA* - *JB* - *JC* - *JD* - *JE* - *JF* - *JG* - *JH* - *JI* - *JJ* - *JK* - *JL* - *JM* - *JN* - *JO* - *JP* - *JQ* - *JR* - *JS* - *JT* - *JU* - *JV* - *JW* - *JX* - *JY* - *JZ* - *KA* - *KB* - *KC* - *KD* - *KE* - *KF* - *KG* - *KH* - *KI* - *KJ* - *KL* - *KM* - *KN* - *KO* - *KP* - *KQ* - *KR* - *KS* - *KT* - *KU* - *KV* - *KW* - *KX* - *KY* - *KZ* - *LA* - *LB* - *LC* - *LD* - *LE* - *LF* - *LG* - *LH* - *LI* - *LJ* - *LK* - *LL* - *LM* - *LN* - *LO* - *LP* - *LQ* - *LR* - *LS* - *LT* - *LU* - *LV* - *LW* - *LX* - *LY* - *LZ* - *MA* - *MB* - *MC* - *MD* - *ME* - *MF* - *MG* - *MH* - *MI* - *MJ* - *MK* - *ML* - *MM* - *MN* - *MO* - *MP* - *MQ* - *MR* - *MS* - *MT* - *MU* - *MV* - *MW* - *MX* - *MY* - *MZ* - *NA* - *NB* - *NC* - *ND* - *NE* - *NF* - *NG* - *NH* - *NI* - *NJ* - *NK* - *NL* - *NM* - *NN* - *NO* - *NP* - *NQ* - *NR* - *NS* - *NT* - *NU* - *NV* - *NW* - *NX* - *NY* - *NZ* - *OA* - *OB* - *OC* - *OD* - *OE* - *OF* - *OG* - *OH* - *OI* - *OJ* - *OK* - *OL* - *OM* - *ON* - *OO* - *OP* - *OQ* - *OR* - *OS* - *OT* - *OU* - *OV* - *OW* - *OX* - *OY* - *OZ* - *PA* - *PB* - *PC* - *PD* - *PE* - *PF* - *PG* - *PH* - *PI* - *PJ* - *PK* - *PL* - *PM* - *PN* - *PO* - *PP* - *PQ* - *PR* - *PS* - *PT* - *PU* - *PV* - *PW* - *PX* - *PY* - *PZ* - *QA* - *QB* - *QC* - *QD* - *QE* - *QF* - *QG* - *QH* - *QI* - *QJ* - *QK* - *QL* - *QM* - *QN* - *QO* - *QP* - *QQ* - *QR* - *QS* - *QT* - *QU* - *QV* - *QW* - *QX* - *QY* - *QZ* - *RA* - *RB* - *RC* - *RD* - *RE* - *RF* - *RG* - *RH* - *RI* - *RJ* - *RK* - *RL* - *RM* - *RN* - *RO* - *RP* - *RQ* - *RR* - *RS* - *RT* - *RU* - *RV* - *RW* - *RX* - *RY* - *RZ* - *SA* - *SB* - *SC* - *SD* - *SE* - *SF* - *SG* - *SH* - *SI* - *SJ* - *SK* - *SL* - *SM* - *SN* - *SO* - *SP* -



25 386

этой цели в схеме управления предусмотрено реле времени *PB-2*. Оно включается контактом универсального переключателя *4УП* и замыкает свой контакт *1PB-2* в цепи реле *PB-1*. Длительность работы реле *PB-1* определяется длительностью замыкания контакта *1PB-2*, которая зависит от настройки реле *PB-2*. Если барабан наклонился на определенный угол и не остановился, то он будет остановлен аварийными конечными выключателями *ВК-3* и *ВК-4*. Для защиты электродвигателя от перегрузки предусмотрено тепловое реле.

Электропривод аппарата для крашения овчин. Овчины при крашении закладывают в барабан и заливают красильным раствором. Процесс продолжается около 12 ч. Для лучшего омывания овчин раствором барабан должен вращаться. Чтобы избежать скручивания овчин в процессе обработки, необходимо периодически изменять направление вращения барабана. На рис. 10.10 дана схема управления аппаратом, обеспечивающая

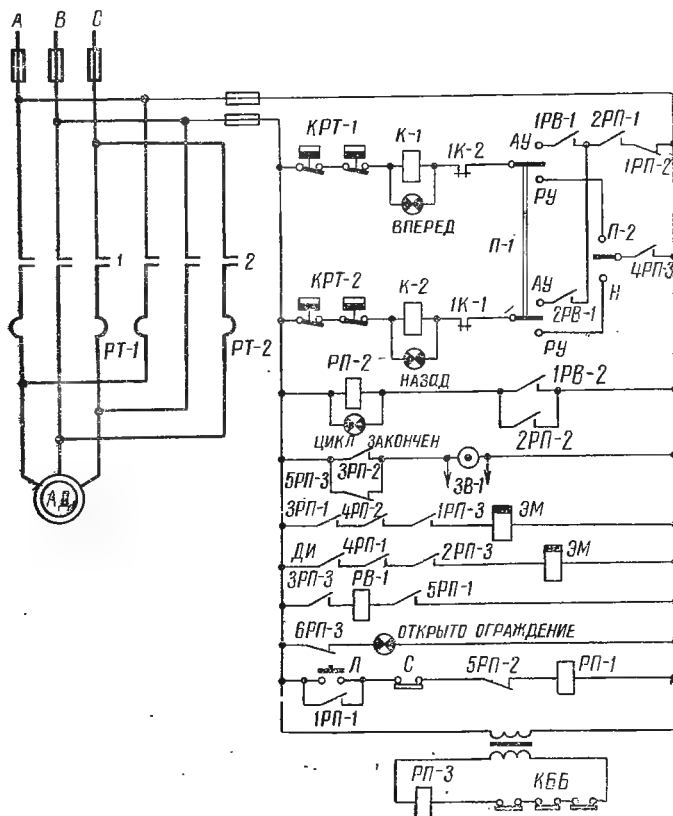


Рис. 10.10. Схема управления электроприводом аппарата для крашения овчин

автоматическое реверсирование барабана через каждые 5 или 10 мин и останов его через заданное время с подачей оптического и звукового сигнала. Кроме того, должно быть обеспечено ручное и автоматическое регулирование. В соответствии с указанными требованиями в схему управления введены два реле времени: *PВ-1*, обеспечивающее автоматическое реверсирование с перерывами, необходимыми для останова барабана и *PВ-2*, состоящее из двух электромагнитов — *ЭМ-1* и *ЭМ-2* с храповым механизмом. Оно управляет контактом *1РВ-2*, обеспечивая заданную длительность процесса. Микродвигатель реле времени *PВ-1* приводит в действие датчик *ДИ*, передающий импульсы тока электромагнитам, которые поворачивают подвижной контакт на одно деление (на один зуб зубчатого колеса) при каждом импульсе до тех пор, пока подвижный контакт не замкнется с переставным контактом *1РВ-2*.

При пуске аппарата закрывают ограждения, что вызывает замыкание контактов *КББ* блокировки безопасности. Поэтому при подаче напряжения в цепь управления срабатывает реле *РП-3*, которое замыкает свои нормально открытые контакты, подготавливая к работе цепи электромагнитов *ЭМ-1* и *ЭМ-2* и реле времени *PВ-1*. Контакт *6РП-3* размыкается и сигнал об открытом ограждении выключается.

Переключатель *П-1* устанавливают на контакты *РУ* для ручного управления или на *АУ* для автоматического управления. При установке переключателя на *РУ* цепи катушек *К-1* и *К-2* реверсивного магнитного пускателя поочередно присоединяются к сети при помощи переключателя *П-2*. При установке переключателя *П-1* на *АУ* цепи катушек *К-1* и *К-2* присоединяются к контактам *1РВ-1* и *2РВ-1* реле времени *PВ-1*, которое периодически через 5 или 10 мин поочередно их замыкает и размыкает, обеспечивая этим автоматическое реверсирование аппарата. При автоматическом управлении требуемую продолжительность обработки овчин устанавливают перестановкой контакта *1РВ-2* реле времени на соответствующее деление. После этого кнопкой *П* включают реле *РП-1*, которое контактом *1РП-1* шунтирует пусковую кнопку, контактом *2РП-1* подготавливает цепь автоматического управления к работе, а контактами *3РП-1*, *4РП-1* и *5РП-1* пускает реле времени *PВ-1* и электромагниты *ЭМ-1* и *ЭМ-2* реле времени *PВ-2*. Аппарат начинает работать. При окончании процесса обработки овчин контакт *1РВ-2* замыкается и включает обмотку реле *РП-2*, замыкающее контакты *2РП-2*, *3РП-2* и *4РП-2* и размыкающее контакт *1РП-2*. Размыкание контакта *1РП-2* размыкает цепь катушек *К-1* и *К-2* магнитного пускателя, отключающего электродвигатель от сети. Замыкание контакта *2РП-2* шунтирует контакт *1РВ-2* реле времени. Контакт *3РП-2* включает звуковой сигнал в цехе, в кабинете мастера или на пульте диспетчера. Контакт *4РП-2* включает ток в катушку элек-

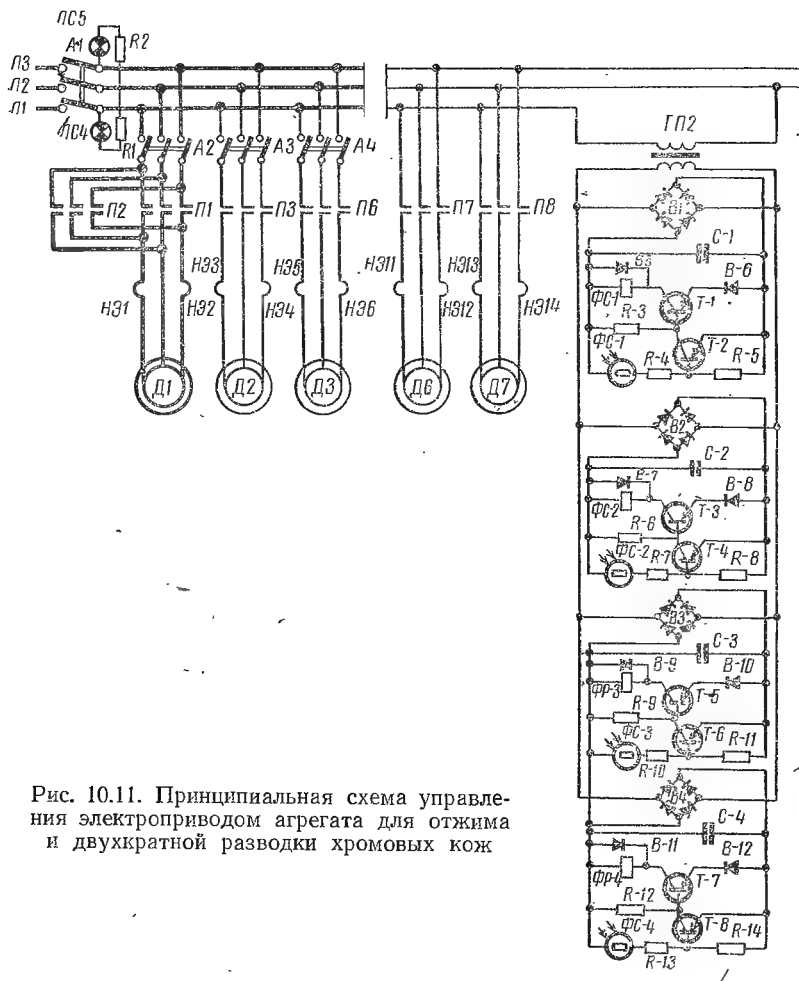


Рис. 10.11. Принципиальная схема управления электроприводом агрегата для отжима и двукратной разводки хромовых кож

тромагнита ЭМ-2, возвращающего контакт 1РВ-2 в исходное положение. Одновременно с включением реле РП-2 на щитке управления загорается надпись «цикл закончен». Если во время работы будет открыто ограждение, то разомкнется соответствующий контакт КББ и цепь реле РП-3. Это реле в свою очередь разомкнет контакты 1РП-3, 2РП-3 и 4РП-3, отключив цепи обоих реле времени и цепь ручного управления, и замкнет контакты 5РП-3 и 6РП-3. Контакт 5РП-3 служит для включения звукового сигнала, а контакт 6РП-3 включает надпись на щите управления «открыто ограждение».

Аналогичные схемы применяются для автоматического реверсирования барабанов «Гигант» для дублирования кож.

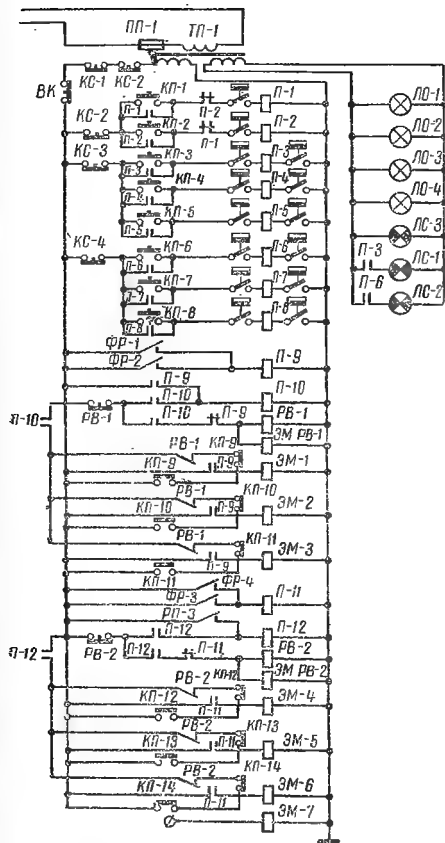


Рис. 10.11. Продолжение

Электропривод проходных машин для механической обработки кож. В настоящее время после первичной химической обработки кожу подвергают механическим операциям: строжке, двоению, выравниванию, разводке и др. Для выполнения этих операций ВНИИЛ-ТЕКМАШ разработал оборудование проходного типа, позволившее автоматизировать процесс обработки кож, улучшить условия труда, повысить производительность и перейти к поточному способу обработки кож.

К такому оборудованию относятся:

1) агрегат АОР-1800К для отжима и разводки свиных хромовых кож с производительностью 280—300 кож в час с шириной рабочего прохода 1800 мм;

2) агрегат АОРХ-1800К для отжима и двукратной разводки по бахтарме и лицу хромовых

кож из шкур крупного рогатого скота производительностью 180—200 полукож в час (бычок, яловая легкая и средняя) весом 3—6 кг каждая с рабочим проходом шириной 1800 мм;

3) машина ТМПХ-1800К для тяжки и мягчения по всей ширине половинок хромовых кож из шкур крупного рогатого скота, высушенных в наклеенном состоянии производительностью 180—230 полукож в час, весом 1,5—3 кг каждая с рабочим проходом шириной 1800 мм.

Схема управления электроприводом агрегата для отжима и двукратной разводки хромовых кож. Устройства управления агрегатом (рис. 10.11) работают следующим образом. При выключении автоматического выключателя А-1 схема управления оказывается под напряжением. При этом загораются сигналь-

ные лампы ЛС-3, ЛС-4 и ЛС-5. Нажатием на кнопки управления КП-1—КП-3 включаются пускатели П-1—П-8.

Электродвигатели Д-1—Д-7 привода отжимной машины и барабанов разводных машин присоединяются к силовой сети. Одновременно включается электромагнит ЭМ-7 пневмозолотника отжимной машины и срабатывает мембранный исполнительный механизм, осуществляющий прижим отжимных валов.

Обрабатываемая кожа, укладываемая бахтармой вверх на нижний отжимной транспортер, расправляется на нем и поступает к отжимным барабанам. Отжатая кожа попадает на промежуточный транспортер, перемещающий ее в машине для разводки бахтармы. Перемещаясь с промежуточного транспортера на барабан, кожа перекрывает световой луч осветителей ЛО-1 и ЛО-2, падающий на фотосопротивления ФС-1 и ФС-2. Фотосопротивления, включенные в цепь двухкаскадных полупроводниковых усилителей, работают в режиме переключения. Их выходные реле включают пускатели П-9 и П-10 и, следовательно, электромагниты пневмозолотников ЭМ-1, ЭМ-2 и ЭМ-3. Сжатый воздух поступает в пневмоцилиндры. Когда кожа проходит под прижимной вал, этот вал, а вместе с ним нижний ножевой и удерживающий валы отпускаются и начинается обработка переднего края кожи. Затем отпускается верхний ножевой вал, обрабатывающий кожу на встречных ходах. Время опускания всех валов регулируется дросселями в пневмоцепях соответствующих цилиндров.

При прохождении конца кожи фотосопротивления ФС-1 и ФС-2 освещаются, срабатывают реле ФР-1 и ФР-2, а пускатель П-9 отключается. Так как пускатель П-10 заблокирован, то остается замкнутой цепь катушки реле времени РВ-1 и электромагнитов пневмозолотников.

Через заданный промежуток времени, определяемый длительностью движения края кожи от фотоблоков до прижимного вала, реле времени РВ-1 отключает электромагниты ЭМ-1, ЭМ-2, ЭМ-3 пневмозолотников; начинается подъем валов. Сначала поднимается нижний ножевой вал, затем верхний, а после этого — удерживающий и прижимной. Далее реле времени РВ-1 размыкает собственную цепь питания и цепь катушки пускателя П-10. Реле времени РВ-1 приходит в исходное состояние и схема снова готова к работе. Разведенная с бахтарминной стороны кожа попадает на второй транспортер и перемещается ко второй разводной машине, но уже лицевой стороной вверх. Разводка кожи происходит так же, как и в первой разводной машине, только в работе участвуют соответственно осветители ЛО-3 и ЛО-4, выходные реле фотоблоков ФР-3 и ФР-4, пускатели П-11 и П-12 и так далее. Обработанная кожа с барабана второй разводной машины попадает на отводящий транспортер, выводящий ее из агрегата.

В электрической схеме агрегата предусмотрена сигнализация работы разводных машин — лампы *ЛС-1* и *ЛС-2*. Агрегат имеет электрическую блокировку ограждения, кнопки аварийного останова и кнопки *КП-9 ÷ КП-14* для принудительного опробования пневмоприводов прижима всех валов в наладочном режиме. Фотоблоки и цепи управления питаются от отдельных трансформаторов.

Схема управления электроприводом проходной тянульно-мягчильной машины. Проходная тянульно-мягчительная машина ТМПХ-1800К имеет следующие основные узлы: подающий транспортер, тянульно-мягчительные и тянульно-транспортирующие валы, механизм перегибающей планки. Все рабочие органы приводятся в непрерывное вращение от четырех электродвигателей *Д-1 ÷ Д-4*, а валы отводятся и подводятся пневматическими цилиндрами двустороннего действия. Управление пневмоприводом производится специальным распределительным механизмом, приводимым в движение от электрических сигналов фотодатчиков (рис. 10.12).

Устройства управления тянульно-мягчильной машиной работают следующим образом. При включении автоматических выключателей *А-1—А-6* подается напряжение в цепи питания электродвигателей *Д-1—Д-4*, нагревательных элементов *НЭ-1—НЭ-8* и цепи управления. При этом включается сигнальная лампочка *ЛС-1*, свидетельствующая о наличии напряжения в цепях управления, и осветители блоков фотоконтроля.

Кнопками *КП-1—КП-5* через соответствующие магнитные пускатели присоединяются к силовой сети электродвигатели *Д-1—Д-4* подающего транспортера, транспортирующих валов и ножевых барабанов (в указанной последовательности).

Кожу укладывают на подающий транспортер. Проходя под фотодатчиками, она перекрывает лучи света, при этом включаются фотореле *ФР-1*, *ФР-2* и соответственно пускатель *П-6* и электромагнит *ЭМ-1*. Благодаря этому через специальную муфту кулачковый вал распределительного механизма совершает один оборот. Кулачки распределительного механизма переключают пневмозолотники воздухораспределителей. Воздух поступает в цилиндры рабочих органов. Время срабатывания каждого органа, зависящее от скорости перемещения кожи, устанавливается кулачками на механизме распределения. Необходимая величина давления для каждой пары пневмоцилиндров прижимных валов устанавливается при помощи редукторов. После прохождения обрабатываемой кожи места установки фотоконтроля снова осветятся фотодатчики, и фотореле *ФР-1*, *ФР-2*, отключившись, замкнут цепь пускателя *П-7*, а следовательно, и электромагнита *ЭМ-2*. Электромагнит *ЭМ-2* воздействует на распределительный механизм, который поочередно воздействует на пневмозолотники воздухораспределителей, а через воздухораспреде-

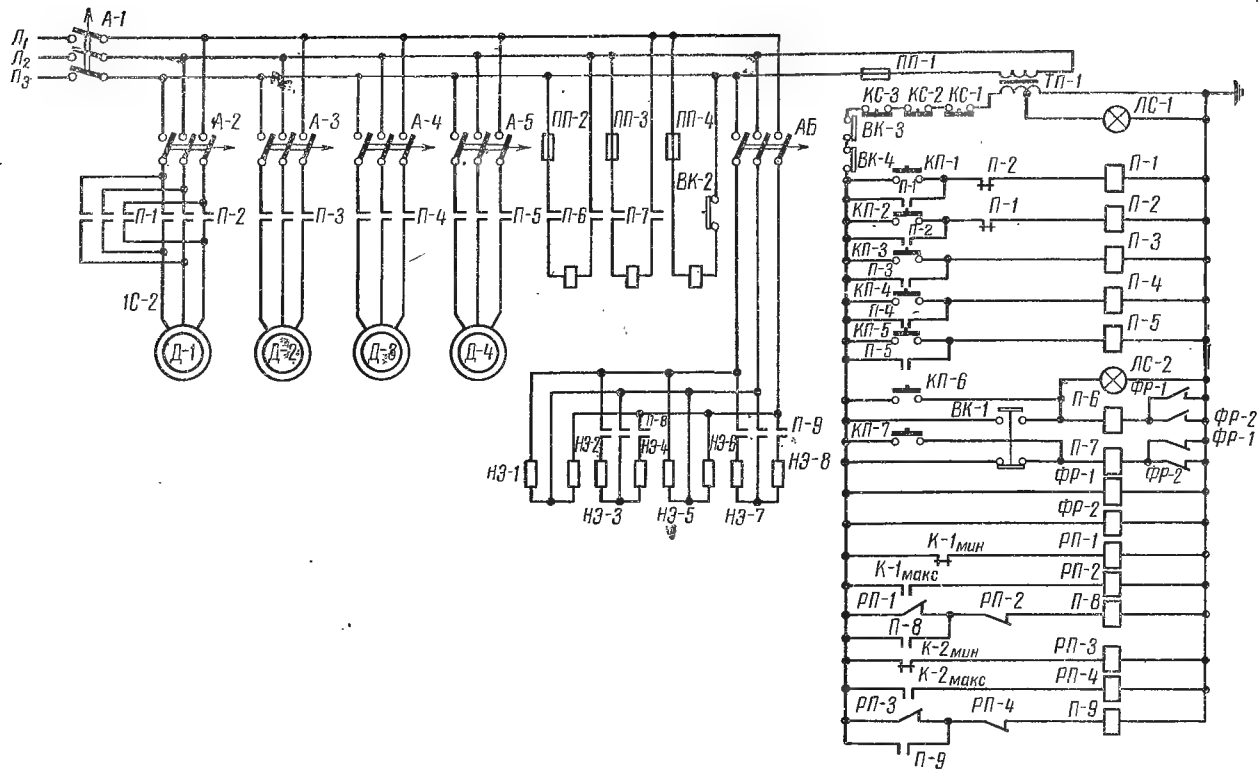


Рис. 10.12. Принципиальная схема управления приводом тянульно-мягчильной машины

лители — на цилиндры рабочих органов, которые приходят в исходное положение. Машина имеет сигнализацию, разрешающую подачу следующей кожи (лампа ЛС-2).

Для предотвращения травм обслуживающего персонала место ввода кожи в машину снабжено щитками ограждения, при подъеме которых срабатывают конечные выключатели ВК-3 и ВК-4 и останавливают машину. Кроме того, имеются кнопки аварийного останова КС-1, КС-2 и КС-3.

Схемой управления предусмотрена возможность производить независимо от работы фотоблока, подъем и отпуск прижимных валов кнопками КП-6, КП-7 для их опробования.

Установка предусматривает электроподогрев кож (нагреватели НЭ-1—НЭ-8) с автоматическим поддержанием заданной температуры при помощи электроконтактных термометров, промежуточных реле РП-1—РП-4 и магнитных пускателей П-8 и П-9, включающих и отключающих обогрев.

Пневмосистема машины может работать от общецеховой сети или от собственной компрессорной установки.

§ 10. 6. Управление

электроприводом вальцов

для производства искусственной кожи

В производстве искусственной кожи для пластификации при смешивания и перетирания пластических материалов, а также для дробления и размола упругих материалов широко применяются вальцы. Для привода вальцов на заводах искусственной кожи часто применяются тихоходные синхронные электродвигатели, причем группа вальцов приводится в движение от одного синхронного высоковольтного электродвигателя мощностью порядка 300 квт.

Схема электропривода вальцов от синхронного электродвигателя должна обеспечивать полуавтоматический пуск в ход и останов его как в нормальном, так и в аварийном режимах.

На рис. 10.13 изображена схема управления синхронным высоковольтным электродвигателем. Напряжение от сети высокого напряжения подводится к обмотке статора электродвигателя через разъединитель Р и масляный выключатель Л с ручным приводом. На роторе синхронного электродвигателя имеются две обмотки: рабочая и пусковая. Рабочая обмотка питается постоянным током от отдельного возбуждателя В, причем, возбуждение подается в рабочую обмотку по достижении ротором подсинхронной скорости, равной $95 \div 98\%$ синхронной.

Схема управления электроприводом состоит из двух частей. Первая часть (верхняя) служит для включения контактора М

при достижении подсинхронной скорости, а вторая (нижняя) для включения отключающей катушки $\mathcal{L}_0$ масляного выключателя $\mathcal{L}$. При включении катушки $\mathcal{L}_0$ ее сердечник втягивается и освобождает защелку, удерживающую выключатель $\mathcal{L}$ во включенном положении.

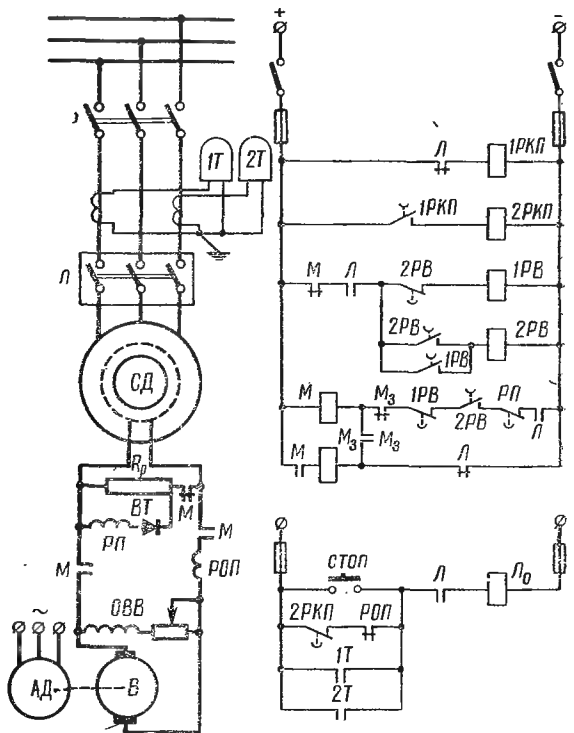


Рис. 10.13. Схема управления электроприводом вальцов от синхронного электродвигателя

Подключение электродвигателя к сети производится посредством масляного выключателя $\mathcal{L}$ путем поворота штурвала. При повороте штурвала масляного выключателя замыкается блок-контакт $\mathcal{L}$ в цепи катушки реле 1РВ, которое без выдержки времени замыкает свой контакт 1РВ, находящийся в цепи катушки реле 2РВ и, таким образом, подключает катушку к сети управления. После включения реле 2РВ катушка реле 1РВ отключается.

После отсчета выдержки времени реле 1РВ в цепи катушки контактора возбуждения М создается цепочка, состоящая из замкнутых контакторов M_3 , 1РВ, 2РВ и $\mathcal{L}$, замыкающий контакт

реле *РП*, катушка которого присоединяется к разрядному сопротивлению R_p в цепи ротора. Напряжение на катушке реле *РП* изменяется пропорционально частоте скольжения ротора. Известно, что в первый момент пуска, скольжение имеет максимальное значение, а затем по мере увеличения скорости двигателя уменьшается. При скорости ротора, близкой к синхронной, магнитный поток снижается до величины, при которой якорь реле отпадает и контакт *РП* замыкается. Контакт *М* при этом включается, к обмотке возбуждения подводится питание и синхронный электродвигатель переходит в синхронный режим. При включении контактора *М* его размыкающийся контакт в цепи катушек реле *1РВ* и *2РВ* размыкается, катушка реле *2РВ* лишается питания, реле с выдержкой времени отключает цепь катушки контактора *М*. Этот контактор имеет механическую защелку, которая удерживает замкнутыми его контакты и после того, как основная катушка лишается питания. Для выключения защелки служит вспомогательная катушка M_3 . При включении масляного выключателя катушка защелки попадает под напряжение, так как контакты *М* и *Л* в ее цепи замкнуты. Одновременно с катушкой защелки M_3 попадает под напряжение и главная катушка контактора *М*. Штифт катушки M_3 отводит защелку контактора. При этом возможность заедания защелки предотвращается подтягиванием всей магнитной системы главной катушки *М*. Контроль за разгоном синхронного электродвигателя осуществляется двумя реле времени *1РКП* и *2РКП*. Катушка первого реле отключается от источника питания после включения масляного выключателя; при этом с выдержкой времени размыкается контакт *1РКП* в цепи катушки реле *2РКП*, которое с выдержкой времени замыкает контакт в цепи отключающей катушки выключателя L_0 . Выдержка времени обоих реле рассчитывается по условиям допустимой длительности работы синхронного двигателя в асинхронном режиме пуска. Длительность работы, как известно, ограничивается нагревом пусковой обмотки. Если разгон синхронного двигателя и включение постоянного тока в цепь возбуждения прошли нормально, то к моменту закрытия контакта *2РКП* открывается контакт реле поля *РОП*, и напряжение на отключающую катушку не подается. При затяжном пуске контакты *2РКП* и *РОП* закрыты одновременно, катушка L_0 получит питание и двигатель отключится от сети. Отключение двигателя от сети осуществляется также нажатием кнопки *Стоп* и при замыкании контактов максимальной защиты *1Т* и *2Т*. В целях предотвращения повышения напряжения на обмотке возбуждения синхронного электродвигателя при его отключении контактные кольца замыкаются контактором *М* на разрядное сопротивление. Размыкающий контактор *М* закрывается раньше, чем откроются замыкающие контакты *М*.

1. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. Госэнергоиздат, 1963.
2. Аваев С. А., Гальперин М. М. Основы механизации и автоматизации производства в текстильной промышленности. «Легкая индустрия», 1964.
3. Арендт В. Р. Практика следящих систем. Госэнергоиздат, 1964.
4. Бровман Я. С. и др. Системы постоянного тока с электромашинными усилителями. «Энергия», 1964.
5. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями, изд. АН СССР, 1955. Электронные устройства автоматического управления: Госэнергоиздат, 1958.
6. Васильева Н. П., Воробьева Т. М. Бесконтактные элементы автоматики. Изд. АН СССР, 1963.
7. Воробьева Т. М. Электромагнитные муфты. Госэнергоиздат, 1960.
8. Гейгер В. А. Схемы магнитных усилителей. Госэнергоиздат, 1959.
9. Гиршберг В. А., Доманицкий С. М. и др. Единая серия полупроводниковых логических элементов. «Энергия», 1966.
10. Ермолин Н. П. Электрические машины малой мощности. «Высшая школа», 1962.
11. Жиль Ж., Пелегрэн И., Декольн П. Теория и техника следящих систем. Машгиз, 1961.
12. Под редакцией Завалишина Д. А. и Рудакова В. В. Специальные вопросы автоматизированного электропривода. Изд. АН СССР, 1961.
13. Зеленев А. Б., Карочкин А. В., Самчелев Ю. П., Школьников В. И. Автоматизированный электропривод и следящие системы. Изд. ХГУ, 1965.
14. Иванчук Б. Н. и др. Теристорные усилители в схемах электропривода. «Энергия», 1966.
15. Иосифьян А. Г., Качан Б. М. Основы следящего привода. Госэнергоиздат, 1954.
16. Казанский В. М., Основич Л. Д. Малоинерционные электродвигатели постоянного тока с печатной обмоткой якоря. «Энергия», 1965.
17. Красовский А. А., Пospelов Г. С. Основы автоматики и технической кибернетики. Госэнергоиздат, 1962.
18. Костенко М. П. Электрические машины, спец. часть. Госэнергоиздат, 1949.
19. Кулебакин В. С., Нагорский В. Д. Электропривод самолетных агрегатов и механизмов. Оборонгиз, 1958.
20. Лещенко В. Г., Бродягин В. Г. Автоматизация проходных машин для механической обработки кож. ВНИИЛТекмаш, Научно-технический реферативный сборник, в. 2, 1966.
21. Мееров М. В. Введение в динамику автоматического регулирования электрических машин. Изд. АН СССР, 1956.
22. Миллер Е. В. Основы теории электропривода. Росвузиздат, 1963.

23. Миловзоров В. И. Бесконтактное регулирование скорости электрических исполнительных устройств. «Энергия», 1965.
24. Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода. Изд. АН СССР, 1957.
25. Невраев Ю. В., Петелин Д. П. Системы автоматизированного электропривода переменного тока. «Энергия», 1964.
26. Панкратов Л. Д. и др. Следящий привод переменного тока с полупроводниковыми усилителями. «Энергия», 1966.
27. Петров Г. Н. Электрические машины, часть вторая. Госэнергоиздат, 1963.
28. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом. Госэнергоиздат, 1961.
29. Петровский А. Я., Розман Я. Б. Регулируемый электропривод с магнитными усилителями. «Энергия», 1964.
30. Радан В. И. Электромашинные усилители. Госэнергоиздат, 1962.
31. Ратмиров В. А., Ивоботенко Б. А. Шаговые двигатели. Госэнергоиздат, 1962.
32. Ройзен С. С., Медникова И. И. Применение магнитных усилителей в автоматизированном электроприводе постоянного тока. Госэнергоиздат, 1961.
33. Свириденко П. А. Вопросы развития регулируемых электроприводов текстильных машин. «Текстильная промышленность», № 8, 1966.
34. Соколов М. М., Терехов В. М. Приближенные расчеты переходных процессов в автоматизированном электроприводе. Госэнергоиздат, 1963.
35. Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу, т. 1, 2, 3. «Энергия», 1966.
36. Тищенко Н. М. Бесконтактные магнитные реле. Госэнергоиздат, 1961.
37. Тун А. Я. Наладка контакторно-релейной аппаратуры. «Энергия», 1964.
38. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. «Энергия», 1965.
39. Чиликин М. Г., Петров И. И., Воронежский Б. Б. Новые направления развития автоматизированного электропривода. «Электричество», № 3, 1965.
40. Шаров В. С. Электромагнитные муфты скольжения. Госэнергоиздат, 1958.
41. Шмелев А. Н., Шишло К. С. «Электрооборудование текстильных предприятий». «Легкая индустрия», 1968.

Предисловие	3
Введение	4
1. Значение электропривода для народного хозяйства	4
2. Краткий исторический обзор	5
3. Общие сведения об автоматизации	6
4. Задачи дальнейшего развития	9
Глава I. Основы механики электропривода	13
§ 1.1. Уравнение движения электропривода	13
§ 1.2. Приведение статических моментов и моментов инерции	16
§ 1.3. Оптимальное передаточное число редуктора	19
Глава II. Электромеханические свойства электрических машин	21
§ 2.1. Основные понятия	21
§ 2.2. Характеристики трехфазных асинхронных двигателей	22
§ 2.3. Характеристики двухфазного асинхронного микродвигателя	29
§ 2.4. Характеристики синхронных двигателей	32
§ 2.5. Сопоставление свойств асинхронных и синхронных двигателей	37
§ 2.6. Характеристика гистерезисных микродвигателей	38
§ 2.7. Шаговые электродвигатели	40
§ 2.8. Двигатель с катящимся ротором	43
§ 2.9. Трехфазные коллекторные двигатели	46
§ 2.10. Характеристики двигателей постоянного тока с независимым и параллельным возбуждением	48
§ 2.11. Характеристики исполнительных микродвигателей постоян- ного тока	55
§ 2.12. Характеристики двигателей постоянного тока последова- тельного возбуждения	56
§ 2.13. Характеристики двигателей смешанного возбуждения	59
§ 2.14. Двигатели постоянного тока с печатной обмоткой якоря	61
§ 2.15. Сравнение характеристик двигателей различных систем возбуждения	63
§ 2.16. Характеристики электромагнитных механизмов	65
Глава III. Средства управления электроприводами	69
§ 3.1. Основные положения	69
§ 3.2. Командные аппараты	69
§ 3.3. Общие сведения о релейно-контакторной аппаратуре	71
§ 3.4. Реле постоянного и переменного тока	73
§ 3.5. Контакторы постоянного и переменного тока	78
§ 3.6. Тормоза с электромагнитным управлением	82
§ 3.7. Электрические сопротивления	83
§ 3.8. Применение бесконтактной аппаратуры управления	84
§ 3.9. Бесконтактные командоаппараты	85
§ 3.10. Усилители	88
§ 3.11. Электромашинные усилители	89
§ 3.12. Магнитные усилители	94
§ 3.13. Бесконтактные магнитные реле	101
§ 3.14. Усилители на полупроводниковых триодах-транзисторах	103

§ 3.15.	Полупроводниковые управления вентили-тиристоры	105
§ 3.16.	Бесконтактные логические элементы	109
§ 3.17.	Преобразователи частоты на тиристорах	116
§ 3.18.	Унифицированные блочные устройства	119
§ 3.19.	Электрические микромашины	124
§ 3.20.	Электромагнитные муфты	132
Глава IV.	Методы регулирования скорости вращения электроприводов	138
§ 4.1.	Классификация методов регулирования скорости	138
§ 4.2.	Технико-экономические показатели качества регулируемого электропривода	140
§ 4.3.	Частотное регулирование электроприводов	140
§ 4.4.	Ступенчатое регулирование скорости асинхронных электроприводов	147
§ 4.5.	Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с магнитными усилителями	149
§ 4.6.	Асинхронный вентильный каскад	152
§ 4.7.	Импульсное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей	153
§ 4.8.	Привод с электромагнитной муфтой скольжения	156
§ 4.9.	Приводы постоянного тока по системе генератора — двигатель	159
§ 4.10.	Регулирование скорости вращения приводов постоянного тока понижением управляемыми выпрямителями	161
§ 4.11.	Регулирование скорости электропривода постоянного тока, полупроводниковыми управляемыми вентилями-тиристорами	164
§ 4.12.	Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока магнитным усилителем с полупроводниковым выпрямителем	168
§ 4.13.	Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока изменением тока возбуждения	170
§ 4.14.	Сопоставление методов регулирования скорости вращения электроприводов и перспективы их развития	174
Глава V.	Переходные процессы в электроприводах	180
§ 5.1.	Виды переходных процессов и факторы, влияющие на их протекание	180
§ 5.2.	Приближенный аналитический расчет переходных процессов	182
§ 5.3.	Графо-аналитическое решение управления электропривода	185
§ 5.4.	Переходные процессы в асинхронных электроприводах	187
§ 5.5.	Переходные процессы в электроприводах постоянного тока	190
§ 5.6.	Энергетика переходных процессов в электроприводах	192
§ 5.7.	Общие сведения об анализе переходных процессов в замкнутых системах электроприводов	196
§ 5.8.	Уравнения и параметры силовой части привода	197
§ 5.9.	Уравнения и параметры возбудителей и усилителей	199
§ 5.10.	Уравнения магнитного усилителя	202
§ 5.11.	Уравнения и параметры электромашинного усилителя	204
§ 5.12.	Уравнения цепей обратных связей	205
§ 5.13.	Дифференциальные уравнения замкнутой системы электропривода и их решения	206
Глава VI.	Автоматическое управление электроприводами	209
§ 6.1.	Общие сведения	209
§ 6.2.	Автоматизация пуска электроприводов	211
§ 6.3.	Автоматизация торможения	217
§ 6.4.	Разомкнутые системы управления электроприводами	219
§ 6.5.	Общие сведения о замкнутых системах управления электроприводами	224
§ 6.6.	Электропривод постоянного тока с магнитным усилителем в цепи якоря и обратными связями	227

§ 6. 7. Регулируемые приводы постоянного тока по системе Г — Д с обратными связями	232
§ 6. 8. Регулируемый электропривод с магнитным усилителем в цепи возбуждения и обратной связью по скорости	236
§ 6. 9. Регулируемый асинхронный привод с магнитными усилителями и обратными связями	238
§ 6.10. Задачи оптимального управления электроприводами	240
§ 6.11. Оптимальное управление двигателем постоянного тока	243
§ 6.12. Оптимальное управление асинхронным двигателем в установившемся режиме	249
§ 6.13. Оптимальное частотно-амплитудное управление в переходных режимах	252
§ 6.14. Оптимальное амплитудное управление асинхронными двигателями	255
§ 6.15. Системы оптимального управления электроприводами	257
Глава VII. Следящий электропривод	261
§ 7. 1. Общие положения	261
§ 7. 2. Передаточные функции	265
§ 7. 3. Переходные функции	269
§ 7. 4. Частотные характеристики	270
§ 7. 5. Характеристики простых звеньев	272
§ 7. 6. Устойчивость следящих приводов	277
§ 7. 7. Качество процессов слежения. Коррекция следящих систем	280
§ 7. 8. Следящий привод с электромашинным усилителем и двигателем постоянного тока	283
§ 7. 9. Анализ следящего привода с магнитным усилителем и асинхронным двигателем	287
§ 7.10. Синхронное вращение электродвигателей	292
Глава VIII. Выбор мощности электродвигателей	298
§ 8. 1. Общие сведения	298
§ 8. 2. Нагрев и охлаждение электродвигателей	301
§ 8. 3. Режимы работы электроприводов	303
§ 8. 4. Выбор мощности электродвигателя при длительном режиме работы	305
§ 8. 5. Выбор мощности электродвигателя при кратковременном режиме работы	312
§ 8. 6. Выбор мощности электродвигателя при повторно-кратковременном режиме работы	314
Глава IX. Примеры автоматизированных электроприводов машин текстильного производства	320
§ 9. 1. Основные требования, предъявляемые к электроприводу машин текстильного производства	320
§ 9. 2. Электропривод машин прядильного производства	321
§ 9. 3. Электропривод машин ткацкого производства	332
§ 9. 4. Электропривод ткацких станков	345
§ 9. 5. Электропривод машин отделочного производства	348
Глава X. Примеры автоматизированных электроприводов машин легкой промышленности	364
§ 10.1. Основные требования, предъявляемые к электроприводу машин легкой промышленности	364
§ 10.2. Электропривод швейных машин	365
§ 10.3. Электропривод пульсирующего конвейера	371
§ 10.4. Электропривод трикотажных машин	372
§ 10.5. Электропривод машин кожевенного производства	376
§ 10.6. Управление электроприводом вальцов для производства искусственной кожи	385
Литература	388